

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DE NANCY I

pour obtenir le grade de

DOCTEUR-INGÉNIEUR

par

Alain DIOU

Ingénieur I.S.I.N.

SUJET :

Surveillance et Régulation Automatique des Perfusions

Soutenue publiquement le 29 Novembre 1971 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

Président : M. R. GUILLIEN

Examineurs : MM. R. HUSSON

R. MARI

Invités : MM. F. STREIFF

B. GENETET

THREE

THREE

THREE

THREE

THREE

THREE

THREE

THREE

THREE

Surveillance de l'Équipement Automobile des Particuliers

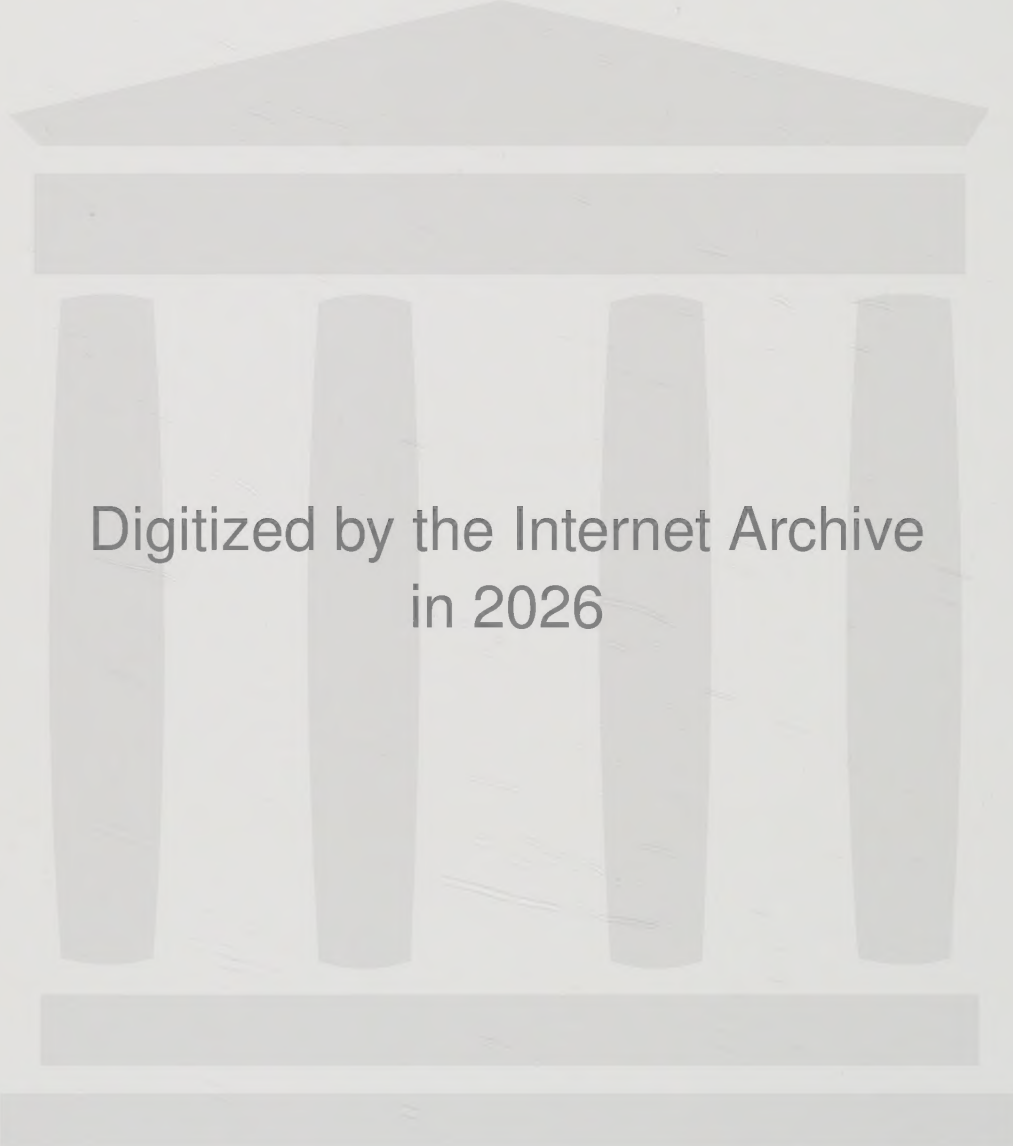
Service départemental de l'équipement automobile des particuliers

LOUDART & CLÉMENT

RELIEURS

11, Rue Sainte-Anne, 11

Tél. 52.80.09 - NANCY



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41551918_0010

THÈSE

présentée à
L'UNIVERSITÉ DE NANCY I

pour obtenir le grade de

DOCTEUR-INGÉNIEUR

par

Alain DIOU

Ingénieur I.S.I.N.

SUJET :

Surveillance et Régulation Automatique des Perfusions

Soutenue publiquement le 29 Novembre 1971 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

Président : M. R. GUILLIEN

Examineurs : MM. R. HUSSON

R. MARI

Invités : MM. F. STREIFF

B. GENETET

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DE NANCY I

pour obtenir le grade de

DOCTEUR-INGÉNIEUR

par

Alexis DIOU

Ingénieur E.S.I.N.



Surveillance et Régulation Automatique des Perturbations

Soutenue publiquement le 29 Novembre 1971 devant la Commission d'examen

Membres du Jury :

Président : M. R. GUILLEN
Examinateurs : MM. R. HUSSON
R. MARI
Jury : MM. F. STREIF
B. GENETEL

AVANT-PROPOS

Le travail qui nous a été confié à l'Institut de Génie Biologique et Médical, sous la direction de Monsieur le Professeur R. GUILLIEN consistait en l'étude et la réalisation du contrôle et de la régulation automatiques des perfusions.

Que tous ceux qui nous ont soutenus et qui ont permis la réalisation de ce travail soient assurés de notre profonde gratitude.

Nous remercions Monsieur le Professeur R. GUILLIEN de nous avoir permis de mener à bien notre travail au sein de son Laboratoire, et le prions de trouver ici l'expression de notre reconnaissance pour les conseils constants et avertis qu'il nous a prodigués.

Nous tenons à remercier Messieurs les Directeurs des Services médicaux et hospitaliers qui nous ont accueillis et permis d'effectuer nos essais.

Que Monsieur le Professeur F. STREIFF et Monsieur le Docteur GENETET au Centre de Transfusion Sanguine et d'Hématologie de Nancy et que Monsieur le Professeur LARCAN du Service de Réanimation au Centre Hospitalier Régional de Nancy soient assurés de notre sincère reconnaissance.

Nous adressons nos remerciements à Monsieur le Professeur R. MARI, Directeur de l'ISIN, pour la formation qu'il a su nous donner et pour les moyens techniques qu'il fournit à l'IGBM.

Que Monsieur E. YVROUD, Directeur Technique de l'IGBM trouve ici l'expression de notre gratitude pour son aide constante et ses conseils amicaux.

Nous tenons à exprimer à notre Collègue, J. BOTTIN, Ingénieur ISIN, notre amicale reconnaissance pour sa compétence et sa gentillesse propres à créer un climat favorable au travail d'équipe.

Nous remercions tous nos camarades de laboratoire pour l'ambiance qu'ils ont su créer et pour les nombreux et fructueux échanges concernant notre travail.

Nous n'oublierons pas le travail zélé et compétent du personnel de secrétariat et du personnel technique de l'IGBM. Qu'ils soient ici remerciés pour leur serviabilité.

Nous tenons à remercier Messieurs R. DIEUDONNE et B. DICHTTEL, PTA et Technicien à l'ISIN pour l'aide technique qu'ils nous ont prodiguée avec gentillesse.

Nous exprimons notre gratitude aux Internes en Médecine et aux Infirmières pour leur accueil aimable lors de nos essais en clinique.

Que Mesdames DIOU et CHATOUREL trouvent ici nos chaleureux remerciements pour la collaboration efficace qu'elles nous ont apportée à la rédaction de notre étude.

*
* *
*

TABLE DES MATIERES

*
* *
*

AVANT-PROPOS

TABLE DES MATIERES

I - INTRODUCTION	1
II - LES PERFUSIONS - GENERALITES ET POSSIBILITES DE MESURE	
DU DEBIT	3
A - <u>Mesure du débit des perfusions</u>	3
B - <u>Détection de la chute des gouttes</u>	3
1° Variation de capacité	4
2° Courtcircuitage d'électrodes	4
3° Capteur par interruption de faisceau lumineux	5
a) Dispositif simple	5
b) Cellule AEG	6
c) Cellule expérimentale	6
- Couple émetteur A_s G_a photodiode	7
- Couple lampe basse consommation-photodiode ...	7
d) Forme du signal	7
III - ETUDE ET DESCRIPTION DE L'APPAREILLAGE POUR MESURER LE	
DEBIT GOUTTE A GOUTTE	9
A - <u>Détection hors limites - Dispositif analogique</u>	9
1° Principe	9
2° Mesure du temps écoulé	9
3° Conversion fréquence tension utilisée	10
4° Autre méthode de conversion fréquence-tension	11
B - <u>Les comparateurs</u>	14
1° Réalisation	14
2° Utilisation des amplificateurs opérationnels	
en comparateurs	15
a) Modèle simple de comparateur	16
b) comparateur à hystérésis	16
c) Comparateur proposé	18

C - <u>Description et réalisation de la détection hors limites</u> ..	20
1° Circuit distributeur d'impulsions	20
2° Le circuit de mesure	21
3° Le circuit logique	22
D - <u>Expérimentation de la détection hors limites</u>	23
IV - EMPLOI DES TECHNIQUES NUMERIQUES A LA MESURE ET A LA REGULATION DU DEBIT	
A - <u>Détection hors limites. Dispositif numérique</u>	25
B - <u>Régulation des perfusions. Appareil digital</u>	25
C - <u>Conversion digital-analogique</u>	26
1° Sommateur à résistances	27
2° Les réseaux en échelle	27
a) Les réseaux à injection de courant	28
b) Les réseaux à attaque en tension	29
- Modèle simple de réseau en échelle	29
- Utilisation des amplificateurs opérationnels	32
- Les commutateurs de tension	34
* Commutateur simple émetteur commun	34
* Commutateur push pull émetteur commun ..	36
* Commutateur émetteur commun.Montage inversé	36
* Commutateur collecteur commun saturé ...	37
* Commutateur à transistors à effet de champ	38
V - ASSERVISSEMENT DES PERFUSIONS (REGULATION ANALOGIQUE DU DEBIT)	
A - <u>Conception d'une pince automatique</u>	39
1° Conception de la pince	39
2° Choix du moteur	40
3° Choix de la vitesse de rotation	40
4° Conception de la cellule complète	41
B - <u>Commande automatique analogique du débit</u>	41
1° Description du dispositif	41
2° a) La logique de commande	42
b) Les dispositifs de commande du moteur	43
C - <u>Les alimentations</u>	43

VI -- EXPERIMENTATION DE L'APPAREILLAGE	45
A - <u>Expérimentation en laboratoire</u>	45
1° Perfusion constante	45
2° Saut de la valeur de consigne	45
3° Saut inverse	46
4° Echelon de pression	46
B - <u>Expérimentation clinique</u>	47
1° Première expérimentation	47
2° Deuxième expérimentation	48
3° Troisième expérimentation	48
4° Quatrième expérimentation	48
VII -- CONCLUSION	50
VIII -- BIBLIOGRAPHIE	51

*
* *
*

I - INTRODUCTION

En Médecine, les perfusions ont un rôle important. Que ce soit en réanimation ou transfusion, et en général partout où une thérapeutique nécessaire doit s'effectuer par perfusion, il est indispensable que le débit goutte à goutte imposé reste sensiblement constant pendant tout le temps que s'écoule le liquide. Par contre, dans certains cas, il est très souhaitable de pouvoir intervenir en cours d'opération pour accélérer ou freiner à volonté l'écoulement, surtout quand la durée de ce dernier est très longue.

En règle générale, les perfusions se déroulent de la manière suivante :

Le liquide à perfuser (sang, sérum, solution médicamenteuse) est contenu dans un flacon placé à la tête du lit du malade. Le liquide s'écoule par gravité jusqu'à une petite ampoule, dite de dégazage et contenant un filtre où le liquide se débarrasse des bulles gazeuses et éventuellement des suspensions solides (caillots, précipités).

Dans cette ampoule, le liquide s'écoule goutte à goutte pour reformer un flot continu jusqu'à la veine du malade. Si le flacon est en verre, la pression à l'intérieur du flacon est rétablie par une prise d'air. Dans le cas des flacons plastiques, cette pression est rétablie par écrasement du flacon.

La valeur du débit varie selon la nature du liquide à perfuser et la gravité de l'intervention. Certaines perfusions peuvent durer des heures, et dans le cas où un médicament est ajouté au liquide, il est important que la perfusion se déroule le plus régulièrement possible. Cela nécessite donc une surveillance constante de la part du personnel hospitalier ; mais cette surveillance ne peut être qu'épisodique, vu le grand nombre de malades à surveiller à la fois.

Nous avons vu dans ce problème trois aspects :

- En premier lieu, il nous a été demandé de mesurer

le débit de la perfusion et de déclencher une alarme, si ce débit sort des limites fixées, l'infirmière intervenant alors pour rattraper le décalage. Ce problème, qui a été résolu, sera traité en première partie.

- Nous traiterons ensuite diverses questions que nous avons dû résoudre au cours de notre travail, mais qui n'intéressent pas directement le résultat, en particulier certaines méthodes de conversion digitale analogique.

- Très rapidement, il nous a paru souhaitable de supprimer le contrôle humain et de le remplacer par une intervention automatique. Ceci sera traité en troisième partie.

*
* *
*

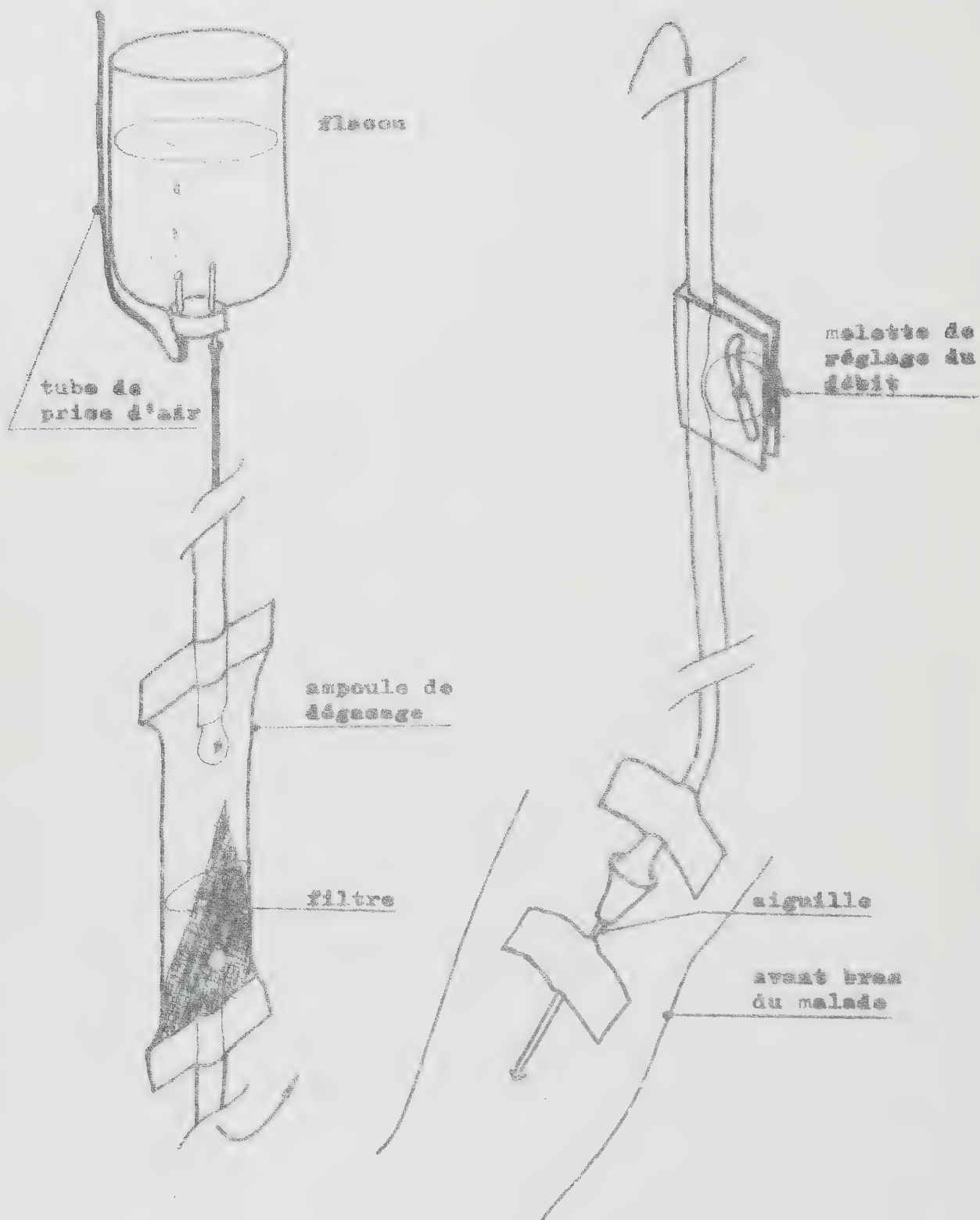


Figure 1 Appareil A perfusion

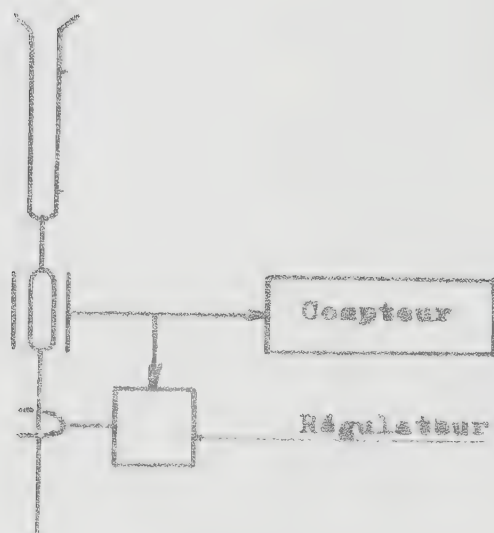


Figure 1 Dispositif expérimental

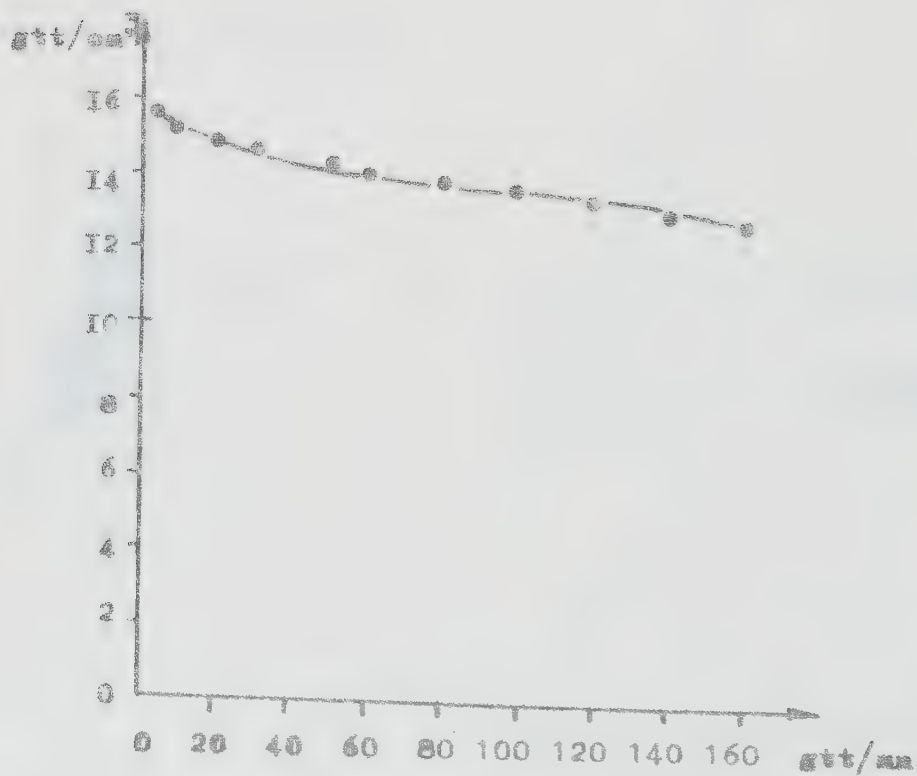


Figure 3 Nombre de gouttes par cm^3 en fonction du débit

II - LES PERFUSIONS - GENERALITES ET POSSIBILITES DE MESURE DU DEBIT

A - Mesure du débit des perfusions

Nous avons vu que, dans l'ampoule de dégazage, se produit un écoulement goutte à goutte du liquide à perfuser. Nous avons donc pensé à compter le nombre de gouttes tombant par unité de temps pour avoir une mesure du débit. Ceci est d'autant plus justifié que, lors d'une perfusion, l'infirmière règle celle-ci en pinçant plus ou moins le tuyau de descente, afin d'avoir, par exemple, 60 gouttes par minute. L'unité de mesure pour l'infirmière est donc la goutte par minute et nous devons conserver cette référence.

Cependant, il n'est pas a priori évident que le débit réel soit proportionnel au nombre de gouttes passant par minute. Nous avons donc effectué une série de mesures sur l'appareil à perfusion standard pour déterminer le nombre de gouttes par cm^3 en fonction du débit goutte à goutte, dans le cas de l'eau (figures 2 et 3).

Les résultats montrent une relation non linéaire entre le débit théorique et le débit goutte à goutte. Cependant, la valeur exacte du débit ne nous intéresse pas dans notre étude puisque les médecins ont l'habitude de travailler sur le débit goutte à goutte.

B - Détection de la chute des gouttes

Nous avons cherché à compter les gouttes passant dans l'ampoule de dégazage. Plusieurs procédés étaient envisageables, à savoir :

- variation de capacité de deux plaques parallèles entre lesquelles passeraient les gouttes,

- courtcircuitage par la goutte de deux électrodes placées à l'intérieur de l'ampoule de dégazage,

...

- interruption par la goutte d'un faisceau lumineux.
Nous étudierons chacune de ces possibilités.

1° Variation de capacité

Un condensateur formé par deux plaques parallèles possède une capacité dont la valeur dépend des dimensions géométriques des plaques et de la constante diélectrique du milieu. Si nous faisons varier l'un de ces paramètres, la valeur du condensateur variera. Le passage de la goutte entre les armatures fera croître la valeur de la constante diélectrique moyenne du milieu, d'où une variation corrélative de la capacité. En détectant cette variation, nous détecterons le passage de la goutte.

Cependant, nous pouvons faire quelques remarques : la capacité obtenue aura une valeur faible, de l'ordre de quelques picofarads. Nous serions donc obligés de travailler à une fréquence suffisamment élevée. Nous nous trouverons par suite devant de délicats problèmes de blindage.

Les variations de capacité peuvent être dues, non seulement au passage d'une goutte, mais aussi à un déplacement de la cellule de dégazage ou à l'approche d'un corps (pose d'un instrument près de la cellule, approche d'une infirmière, etc...).

La mesure de variation de capacité pourrait s'effectuer soit par désaccord d'un oscillateur, soit par battement avec un oscillateur étalon. Ceci pose le problème de réglages délicats chaque fois que la cellule de dégazage sera changée, ce qui se passe à chaque perfusion, et parfois plusieurs fois par perfusion.

Toutes ces constatations ont fait que nous n'avons pas porté nos efforts à utiliser la variation de capacité, solution qui nous semblait peu sûre.

2° Court-circuitage d'électrodes

Nous avons pensé à ce procédé en examinant la façon dont on détectait les gouttes d'ammoniaque dans les machines à tirer les plans. Deux électrodes sont situées sur le passage de la

goutte. Celle-ci provoque l'abaissement de la résistance électrique entre les deux électrodes.

Nous pouvons faire immédiatement plusieurs remarques :

- Il faudrait placer des électrodes sur le passage de la goutte, soit que ces électrodes aient été introduites juste avant la perfusion, ce qui nécessiterait une stérilisation rigoureuse, et des problèmes d'étanchéité se poseraient (fuites d'air à la traversée de la paroi), soit que ces électrodes aient été montées par le constructeur des ampoules de dégazage, ce qui nécessiterait une modification à la fabrication.

Ces électrodes devraient être chimiquement inertes, afin de ne pas modifier directement ou par catalyse la composition du liquide à perfuser.

De plus, le passage d'un courant électrique, même faible, pourrait provoquer des effets électrochimiques, risquant d'être néfastes à la santé du malade.

Nous n'avons donc pas étudié plus en détail ce genre de capteur.

3° Capteur par interruption de faisceau lumineux

a) Dispositif simple

Nous avons étudié son principe en utilisant une lampe à incandescence d'assez forte puissance (6 V, 300 mA) éclairant une photodiode au silicium 33 F2 1.

A chaque passage de la goutte, nous obtenions un signal électrique à la sortie de la photodiode. Cependant, l'aspect du signal électrique sur lequel nous reviendrons, ainsi que sa stabilité dépendaient énormément de la position respective de la lampe et de la photodiode.

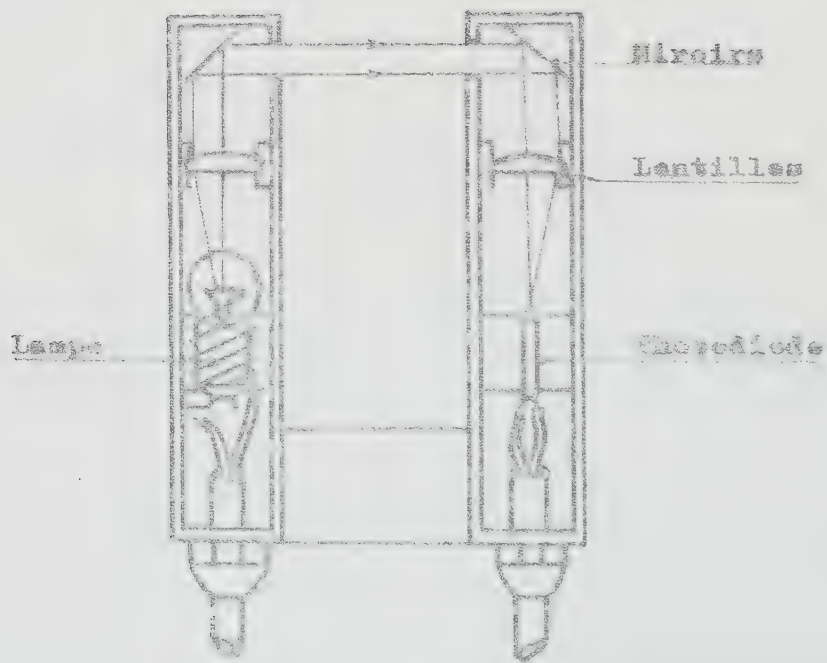
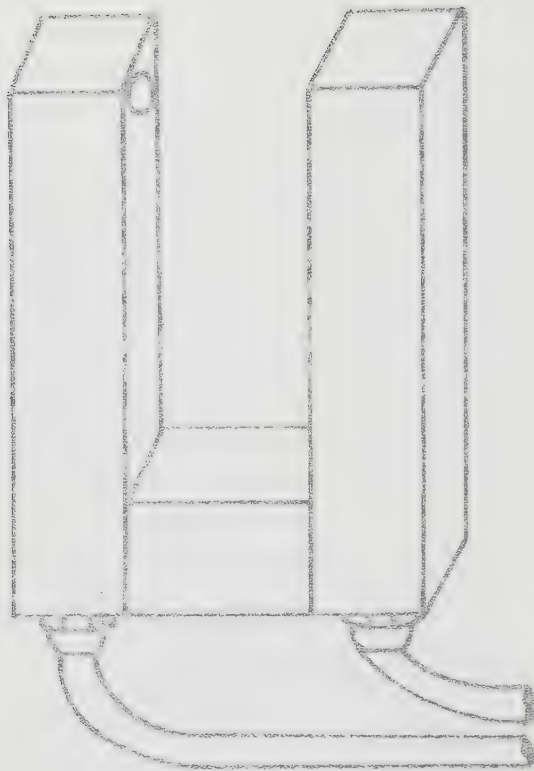


Figure 4 Cellule A.E.G.

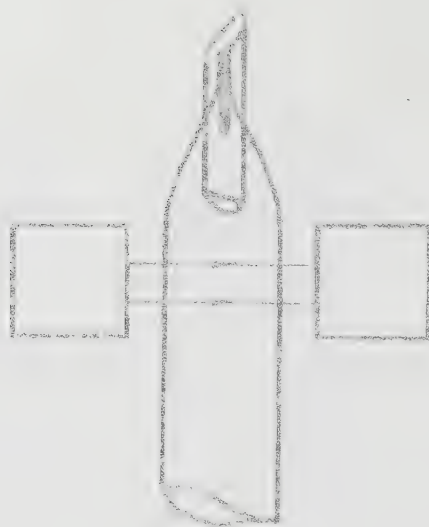


Figure 5 Position optimale de la cellule

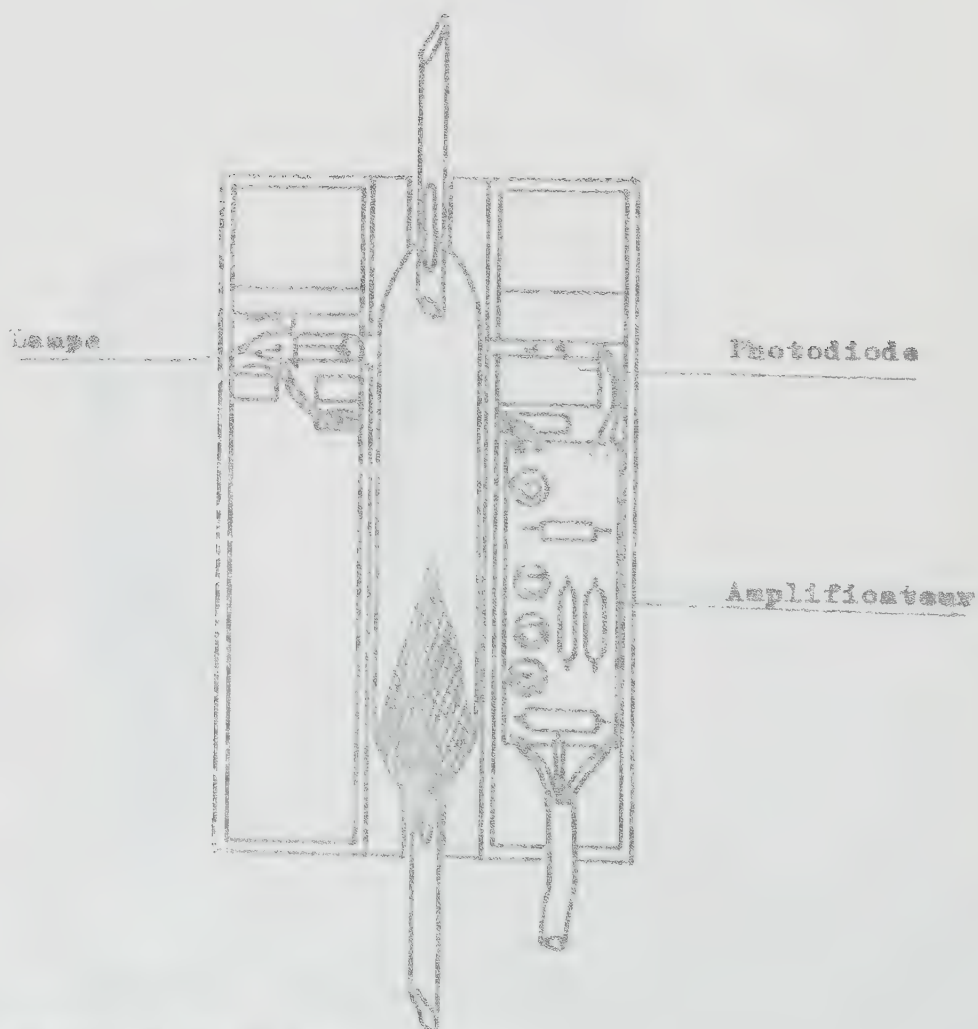


Figure 6 cellule expérimentale

b) Cellule AEG

Nous avons cherché un dispositif permettant de nous affranchir des difficultés mécaniques et nous avons trouvé une cellule de détection de passage fabriquée par AEG (voir figure 4). Cette cellule comportait une lampe de 6 V, 6 W, deux miroirs pour couder le faisceau lumineux, deux systèmes de lentilles pour focaliser le faisceau, le capteur lumineux étant constitué par une photodiode germanium.

Les essais réalisés nous montrèrent que la sensibilité du détecteur dépendait énormément de l'écart entre le diamètre du faisceau lumineux et celui de la goutte. La plus grande sensibilité était obtenue en diaphragmant le faisceau à un diamètre comparable à celui de la goutte. De plus, la fixation mécanique de l'ampoule de dégazage et son positionnement constituaient des opérations délicates, le faisceau lumineux devant se trouver à environ 1cm en-dessous du débouché du tube (figure 5).

Si le faisceau est trop près du débouché, il risque d'être interrompu en permanence par les gouttes en formation. S'il est trop loin du débouché, il risque d'être coupé par le liquide restant dans l'ampoule de dégazage.

c) Cellule expérimentale

Nous avons alors conçu un autre type de cellule, de structure verticale et non plus horizontale (voir figure 6), et nous avons envisagé pour ce type de cellule divers couples d'émetteurs et capteurs lumineux.

Ayant remarqué avec les deux systèmes précédents qu'un faisceau lumineux donnait des résultats comparables, qu'il soit focalisé ou non, nous n'avons plus utilisé de lentille de focalisation. Afin de ne pas perdre de la lumière inutilement, nous avons cependant recherché des émetteurs de lumière directs. Un autre impératif était la durée de vie, afin que le personnel hospitalier ne soit pas assujéti à changer fréquemment les ampoules d'émission.

- Couple émetteur As Ga - photodiode

Dans un premier temps, nous avons utilisé le couple émetteur électroluminescent TIXLO1 - photodiode silicium 34 F2 la lumière étant émise dans le proche infrarouge.

Les deux dispositifs du couple présentent une très forte directivité, ce qui le rend très peu sensible à la lumière extérieure.

Nous avons abandonné ce système, bien que satisfaisant, parce que l'émetteur à l'As Ga était trop coûteux à l'époque et aussi parce que la lumière émise n'était pas visible, l'infirmière n'avait pas la certitude du bon fonctionnement de l'appareil.

- Couple lampe basse consommation - photodiode

Nous avons remplacé l'émetteur As Ga par une lampe à incandescence à basse consommation 6 V 20 mA, de grande durée de vie (10 000 heures garanties) que nous alimentons sous 5 V, ce qui augmente encore la durée de vie.

La lecture s'effectue par la photodiode changée par une résistance élevée (1 M Ω) et en amplifiant le signal délivré à l'aide d'un montage Darlington (figure 7) .

Nous augmentons la directivité de l'ensemble en logeant la photodiode assez profondément dans la paroi (voir figure 6). Ainsi, nous pouvions projeter une lumière violente sur la cellule sans compromettre le fonctionnement.

d) Forme du signal

Revenons maintenant sur la forme du signal électrique observé. Dans le cas d'un liquide transparent incolore, nous avons deux types de phénomènes, suivant que nous travaillions en faisceau large (figure 8 a) ou étroit (figure 8 b).

Nous pouvons expliquer ce phénomène de la façon suivante :

Lorsque la goutte arrive dans le faisceau, la lumière

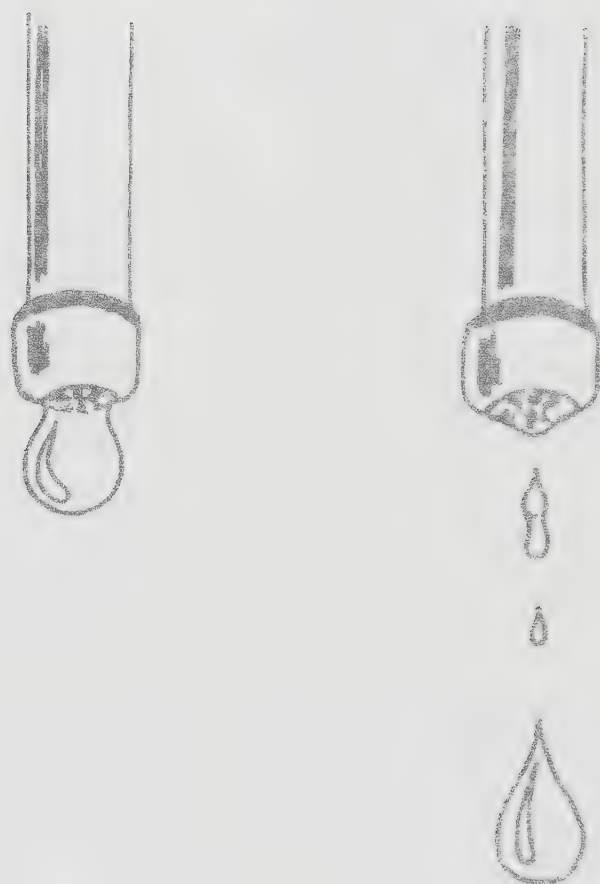


Figure 9 Chute d'une goutte d'eau

se réfléchit sur la calotte sphérique que forme le fond de la goutte et n'atteint plus la photodiode, d'où un premier pic.

Quand le centre de la goutte est en plein dans le faisceau, celle-ci se comporte comme une lame à faces parallèles et la lumière passe à travers. La sortie de la goutte hors du faisceau dévie de nouveau celui-ci, ce qui provoque le deuxième pic.

Le dernier pic correspond à une minuscule goutte suivant la goutte principale, que l'on peut voir sur les reproductions de photographie (figure 9).

Ainsi, par réflexion de la lumière dans le cas des liquides transparents, et par arrêt du faisceau lumineux dans le cas des liquides opaques, nous pouvons détecter des gouttes de n'importe quel type de liquide.

Afin d'avoir une impulsion électrique "propre", nous déclenchons à l'aide de l'impulsion de sortie du capteur une monostable dont la durée est suffisante pour couvrir tous les pics parasites, mais inférieure à l'intervalle minimal séparant deux gouttes consécutives. Le débit maximal d'une perfusion étant de 200 gouttes/mn, cet intervalle est de 300 ms. Nous avons choisi une durée de monostable de 100 ms 3 4.

Lors du passage de chaque goutte, nous avons donc une impulsion électrique d'amplitude compatible avec le reste des circuits et d'une durée de 100 ms.

*
* *
*

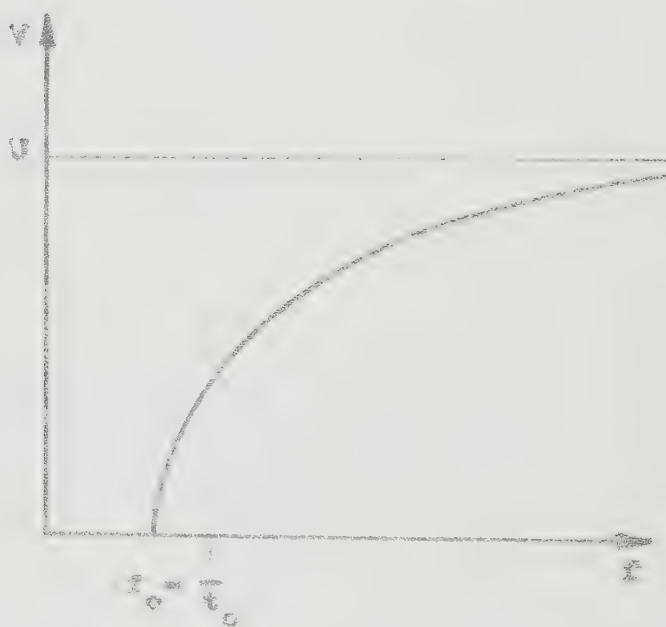
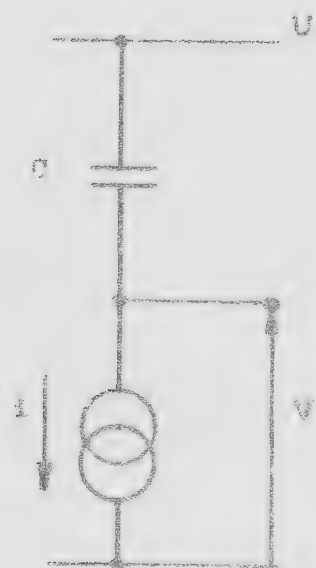
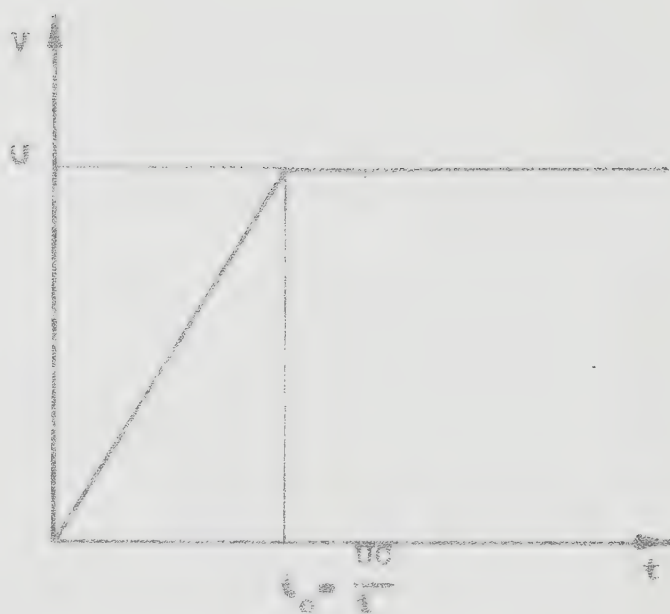
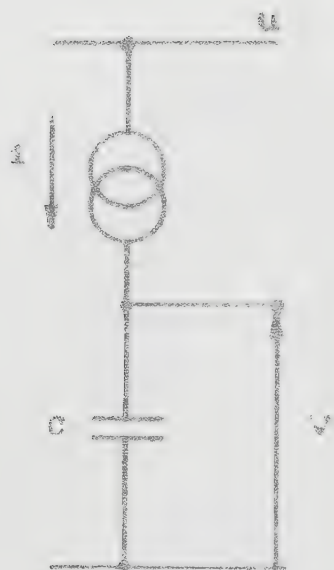


Figure 10 Circuits de mesure

III - ETUDE ET DESCRIPTION DE L'APPAREILLAGE POUR MESURER LE DEBIT GOUTTE A GOUTTE

A - Detection hors limites - dispositif analogique

1° Principe

Nous mesurons le temps séparant deux gouttes consécutives. Si ce temps s'avère être trop grand ou trop petit, une alarme retentit.

2° Mesure du temps écoulé

Nous avons d'abord pensé à transformer le temps en tension et mesurer cette tension. Au passage de chaque goutte, nous déchargeons une capacité, puis nous la rechargeons à courant constant 5. La tension obtenue aux bornes de la capacité est alors directement proportionnelle au temps écoulé.

Cela nous amène à faire plusieurs remarques :

- Nous avons une tension proportionnelle au temps écoulé, donc à l'écart de temps entre les gouttes ; or, la coutume est de mesurer le débit en gouttes par minute, c'est-à-dire de mesurer la fréquence des gouttes. Pour obtenir une tension variant dans le même sens que la fréquence, il suffit de mesurer la tension non pas aux bornes de la capacité, mais aux bornes du générateur de courant (voir figure 10). Nous pouvons constater que la mesure des fréquences inférieures à $f_0 = \frac{1}{t_0}$ sera délicate, et que la sensibilité sera bonne sur la plage de fréquence juste supérieure à f_0 , pour baisser ensuite et devenir vite mauvaise.

- Pour avoir une bonne stabilité de la mesure, nous serons obligés de prendre des condensateurs non chimiques. Nous avons choisi un condensateur C de $4 \mu F$, la plus forte valeur que nous ayons trouvée qui n'ait ni un prix, ni une dimension prohibitifs. Cependant, afin d'obtenir une valeur de t_0 la plus grande possible, il est nécessaire d'avoir la valeur de i la plus faible possible.

Si nous voulons, par exemple, $f_0 = 2$ gouttes par

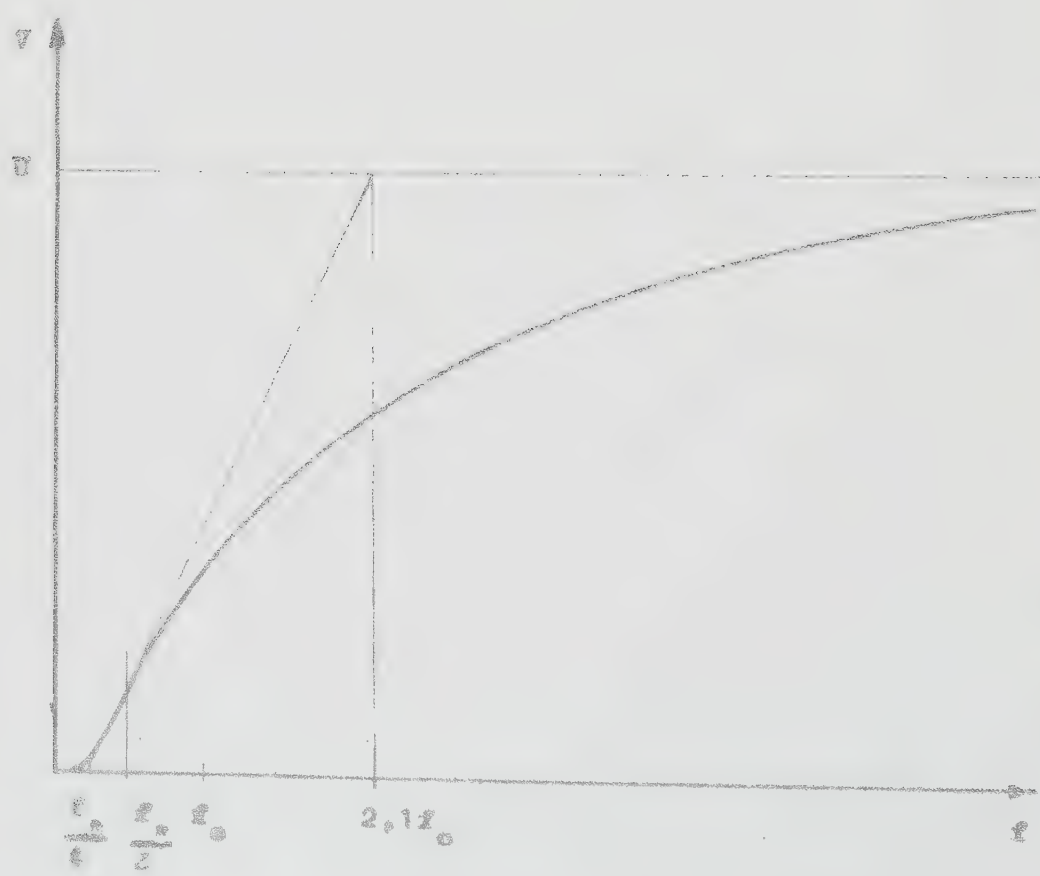
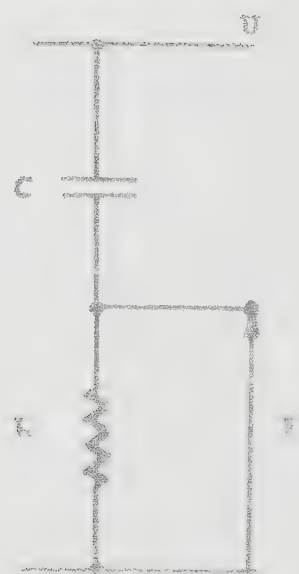


Figure 11 Circuit de mesure utilisé

minute, c'est-à-dire $t_0 = 30s$, la charge du condensateur :

$$Q = C U = i t_0 \quad \text{d'où :}$$

nous obtenons avec $U = 20 V$, $i = 1,6 \mu A$.

Or, l'obtention d'un courant constant de $1,6 \mu A$ est délicate et, de plus, assez peu fiable, ce courant pouvant varier beaucoup plus facilement qu'un courant fort.

3° Conversion fréquence tension utilisée

Ainsi, notre première idée de créer une dent de scie linéaire s'avère assez peu prometteuse. Nous avons alors remplacé le générateur de courant par une simple résistance (figure 11).

La tension aux bornes de la résistance s'écrit :

$$V = U \exp (-t/RC)$$

et si nous l'écrivons en fonction de f :

$$V = U \exp (-f_0/f)$$

où $f_0 = 1/RC$

Etudions cette courbe :

pour $f \rightarrow 0$ $V \rightarrow 0$

pour $f \rightarrow \infty$ $V \rightarrow U$

La dérivée s'annule pour $f = 0$ et $f = \infty$, donc la courbe présente un départ à tangente horizontale.

La courbe présente un point d'inflexion pour $f = \frac{f_0}{2}$, valeur pour laquelle $V = 0,135 U$

pour $U = 20 \text{ Volts}$, $V = 2,7 \text{ Volts}$.

La tangente en ce point coupe $V = 0$ et $V = U$ aux points $f_1 = \frac{f_0}{4}$ et $f_2 = 2,10 f_0$.

En prenant $R C = 4,4 s$ d'où $f_0 = 13,6 \text{ gtt/mn}$, nous avons une plage quasi linéaire de bonne sensibilité entre $f_1 = 3,4 \text{ gtt/mn}$ et $f_2 = 28,5 \text{ gtt/mn}$.

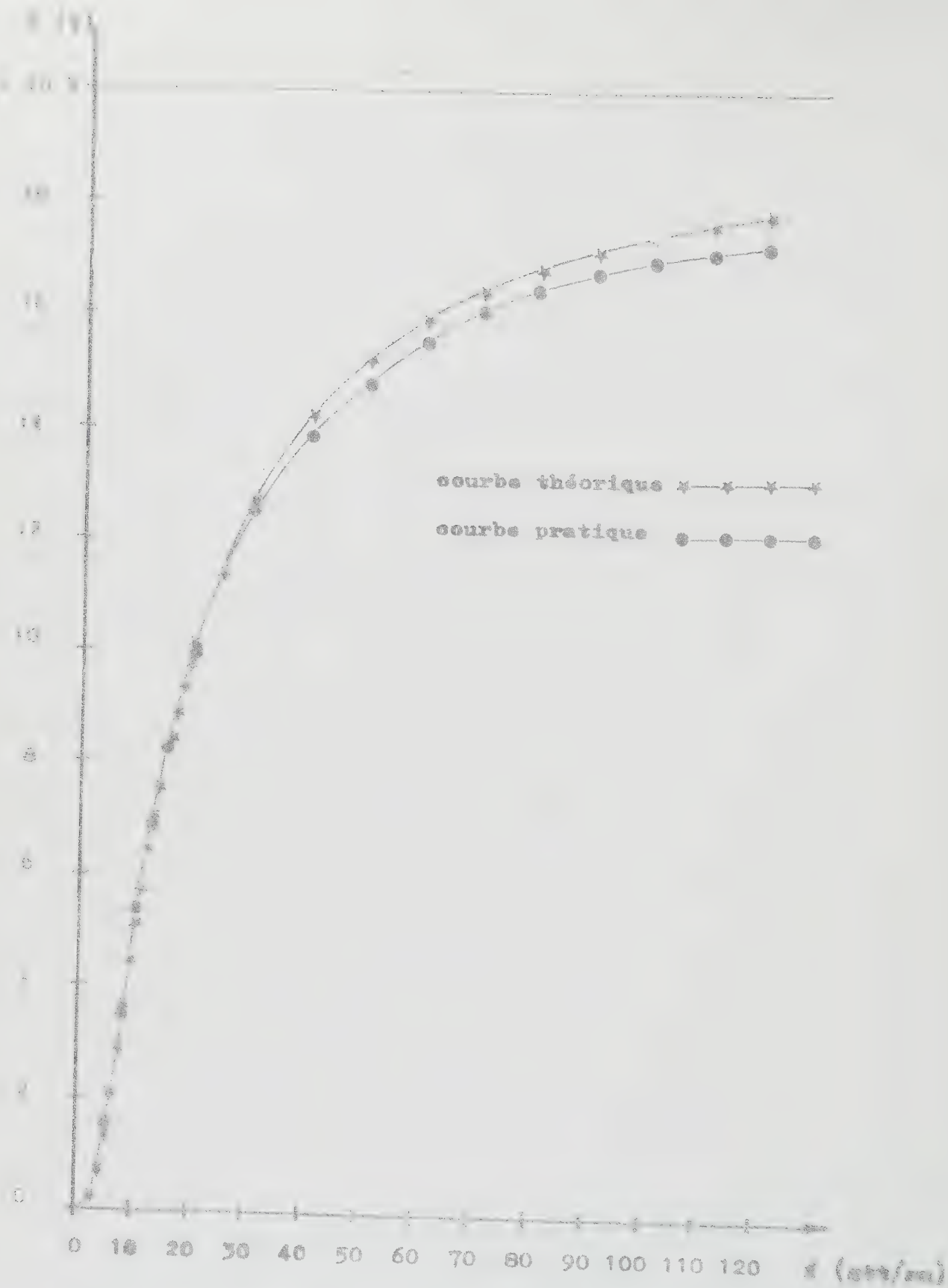


Figure 12 $V = V_{\max}(f_0/f)$ Courbes expérimentale et théorique

Cependant, pour f_1 , V n'atteint que 0,37 V, c'est-à-dire qu'il sera difficile de descendre en dessous, mais pour f_2 au contraire V n'est que de 12 V, donc à peine plus de la moitié de tension d'alimentation.

Pour faire une parallèle, V atteindra 19,5 V pour $f = 560$ gtt/mn, ce qui est une limite supérieure largement satisfaisante.

Nous avons donc un moyen de mesurer le débit d'une perfusion supérieure à 3 gouttes par minute.

En pratique, il n'y a pas de perfusion à vitesse inférieure à 5 gouttes par minute (20 heures pour 300 cm^3) ni à vitesse supérieure à 200 gouttes par minute (30 mn/ 300 cm^3).

Sur la figure 12, nous avons calculé la courbe théorique $V = U \exp(-f_0/f)$ puis nous l'avons mesurée. Par la suite, nous utiliserons la courbe expérimentale pour nos mesures.

Nous avons donc à l'instant de la tombée d'une goutte une tension mesurant le temps écoulé entre les deux gouttes, tension variant dans le même sens que la fréquence des gouttes. Il nous suffira alors de comparer cette tension à deux autres tensions seuil, et nous saurons ainsi, par le résultat de ces comparaisons, si la perfusion se déroule dans les limites fixées, et agir en conséquence.

4° Autre méthode de conversion fréquence tension

Nous avons vu précédemment une méthode de conversion fréquence tension possédant l'avantage d'être simple, mais l'inconvénient d'être fortement non linéaire.

Nous avons alors recherché une méthode nous donnant une conversion linéaire /20/.

Principe

Nous transformons le signal dont nous voulons mesurer

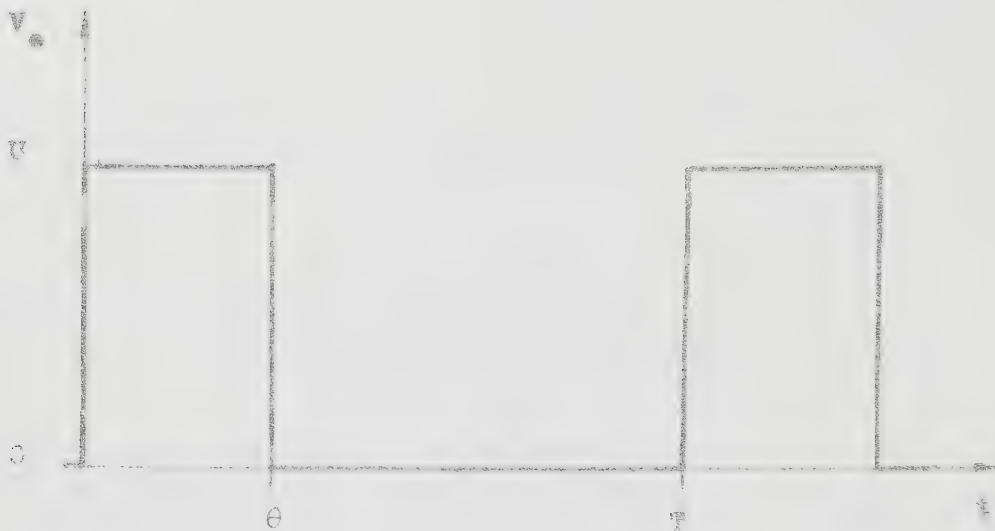


Figure 13 Signal transformé

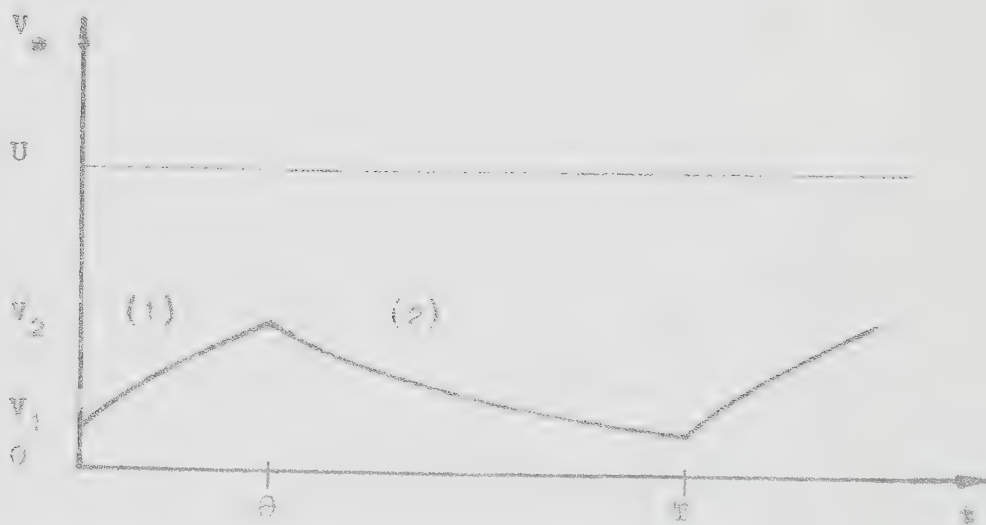
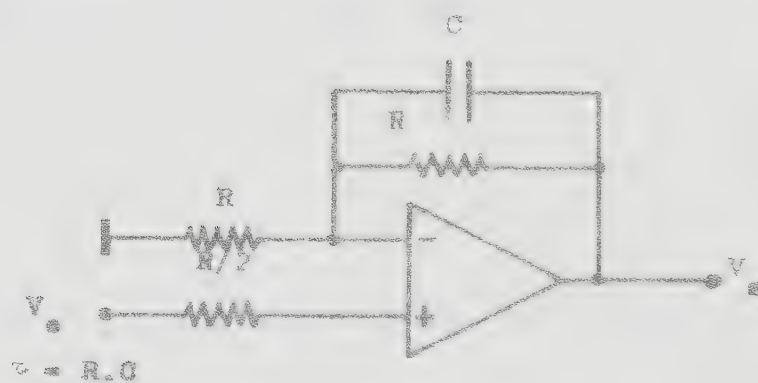
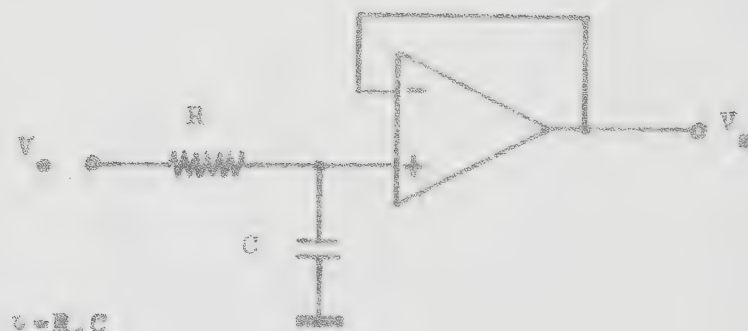


Figure 14 Signal après passage dans $1/(1+zp)$



$$V_s / V_e = 1 / (1 + \tau p)$$

Figure 15 Exemples de circuits

la fréquence en un signal rectangulaire dont l'allure est présentée figure 13.

La durée θ est constante et est obtenue par une monostable. Si nous calculons la valeur moyenne de la tension ainsi obtenue, nous avons :

$$\bar{V} = U \frac{\theta}{T}$$

$$\bar{V} = U \theta f$$

c'est-à-dire que $\bar{V}$ est directement proportionnel à f .

Calculons θ . Nous nous imposons comme limite supérieure $f = 200$ gtt/mn d'où θ , avec $U = 20$ V

$$20 = 20 \cdot \theta \cdot 200$$

$$\theta = 5 \cdot 10^{-3} \text{ mn}$$

$$\theta = 0,3 \text{ s.}$$

La monostable devra avoir une durée de 0,3 s.

$\bar{V}$ sera donné pour :

$$\bar{V} = 0,1 \text{ f}$$

$$\bar{V} \text{ en volts}$$

$$f \text{ en gouttes par minute}$$

Nous obtenons la valeur moyenne du signal en le retenant dans un circuit dont la fonction de transfert est :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + \lambda p}$$

Nous donnons des exemples de circuit, figure 15.

La réponse du circuit au signal figure 13 est donnée figure 14. Calculons chaque partie de cette courbe :

$$1 \quad V = (U - V_1)(1 - \exp(-t/\tau)) + V_1$$

Pour $t = \theta$, nous avons :

$$V_2 = (U - V_1)(1 - \exp(-\theta/\tau)) + V_1$$

$$(I) \quad V_2 = U(1 - \exp(-\theta/\tau)) + V_1 \exp(-\theta/\tau)$$

$$2 \quad V = V_2 \exp(-t/\tau)$$

Pour $t = T - \theta$, nous avons :

$$(II) \quad V_1 = V_2 \exp(-(T-\theta)/\tau) \text{ à l'équilibre}$$

En combinant (I) et (II) :

$$V_2 = V_1 \exp(-\theta/\tau_2) \exp(T/\tau_2)$$

$$V_1 \exp(-\theta/\tau_2) \exp(T/\tau_2) = U (1 - \exp(-\theta/\tau_2)) + V_1 \exp(-\theta/\tau_2)$$

$$V_1 = -U \frac{1 - \exp(-\theta/\tau_2)}{\exp(-\theta/\tau_2)(1 - \exp(T/\tau_2))}$$

Si T est toujours petit devant τ_2 , par conséquent θ petit devant τ_2 , nous avons :

$$1 - \exp(T/\tau_2) \approx -T/\tau_2$$

$$1 - \exp(-\theta/\tau_2) \approx +\theta/\tau_2$$

$$\exp(-\theta/\tau_2) \approx 1$$

$$V_1 \approx U \frac{\theta/\tau_2}{T/\tau_2}$$

$$V_1 \approx U \theta f$$

ce qui est bien la relation cherchée.

Calculons $V = V_2 - V_1$

$$V = V_1 (\exp(-\theta/\tau_2) \exp(T/\tau_2) - 1)$$

$$V = -U \frac{(1 - \exp(-\theta/\tau_2))(\exp(-\theta/\tau_2) \exp(T/\tau_2) - 1)}{\exp(-\theta/\tau_2)(1 - \exp(T/\tau_2))}$$

Si τ_2 grand :

$$\Delta V \approx V_1 (T - \theta)/\tau_2$$

$$\text{Or } V_1 = U \theta f$$

$$\Delta V \approx U \theta f \frac{T - \theta}{\tau_2}$$

$$\Delta V \approx \frac{U \theta}{\tau_2} - \frac{U \theta f}{\tau_2}$$

ΔV diminue quand f augmente

$$\Delta V \rightarrow + \frac{U}{\tau_2} \left(\frac{\exp(-\theta/\tau_2) \exp(T/\tau_2)}{1 + \exp(T/\tau_2)} \right)$$

$$\Delta V \xrightarrow{T \rightarrow \infty} U \frac{\theta}{\tau_2}$$

C'est le maximum de l'ondulation. Nous voulons par exemple apprécier la goutte par minute. Il nous faut :

$$\Delta V \approx \frac{U}{200} \quad \text{d'où} \quad \frac{\theta}{\tau_2} = \frac{1}{200}$$

$$\tau_2 = 200 \theta \quad \tau_2 = 60s$$

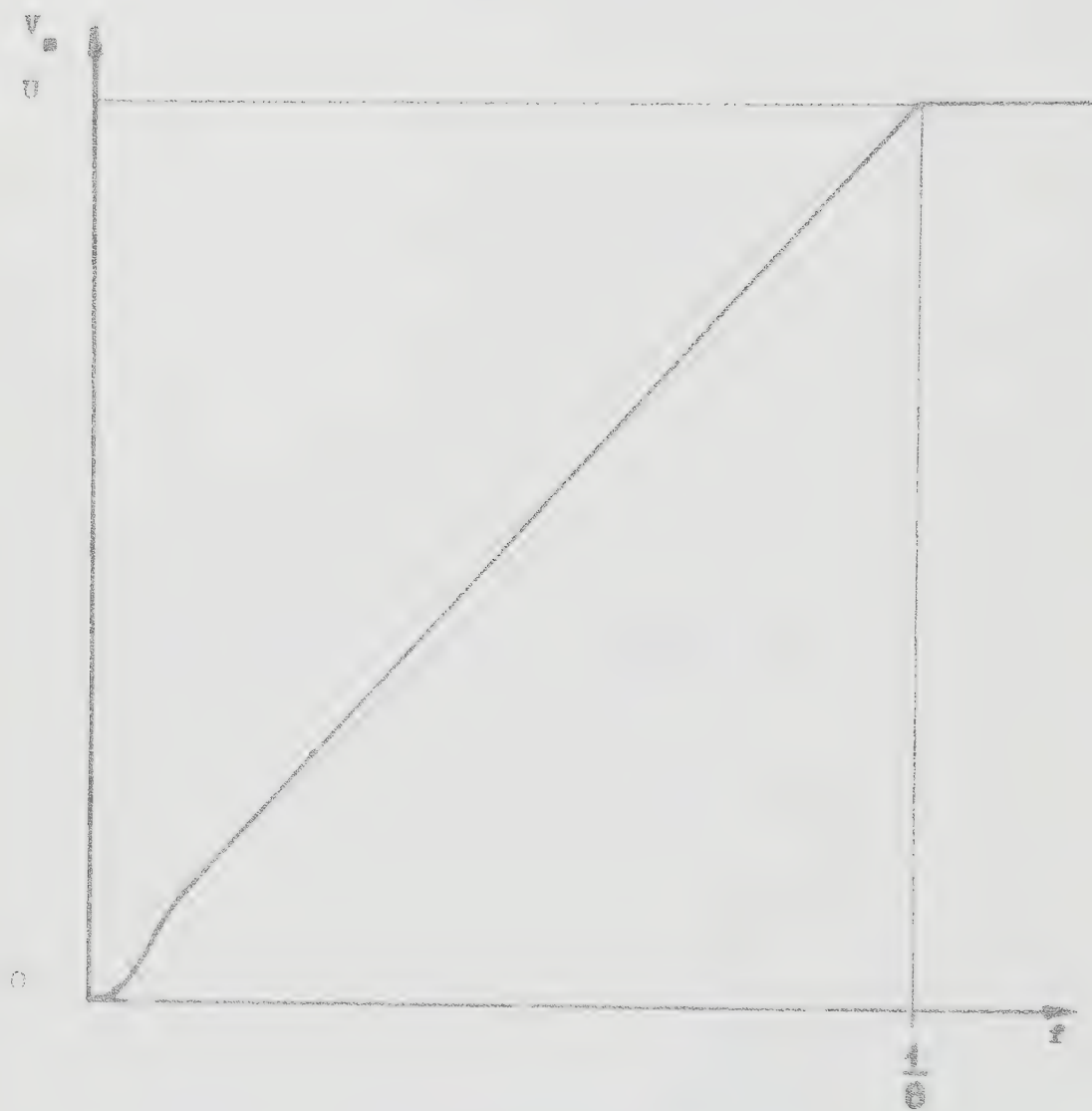


Figure 16 Tension de sortie en fonction de la fréquence

Revenons à $V_1 = U \ominus f$

Cette relation n'est plus vérifiée quand $f \rightarrow 0$,
et nous avons :

$$V_1 = U \frac{\Theta}{\tau} \exp(-T/\tau) \quad T \rightarrow \infty$$
$$V_1 = U \frac{\Theta}{\tau} \exp(-1/\tau f) \quad f \rightarrow 0$$

relation similaire à celle que nous avons obtenue précédemment.

L'allure de la courbe $V_1 = V_1(f)$ est donnée figure 16.

Nous voyons qu'elle est linéaire sur la majeure partie.
Cependant, pour que cela soit vérifié, il faut que τ soit de
l'ordre de la plus grande période que nous pourrions obtenir,
c'est-à-dire de l'ordre de la minute. Ceci entraîne qu'un chan-
gement éventuel de la fréquence de gouttes ne sera perçue qu'au
bout de quatre fois cette constante de temps.

Cette raison nous a fait préférer le système précédent,
car l'introduction d'une constante de temps aussi longue dans
le circuit pourrait rendre la régulation auto-oscillante avec
des oscillations de grande amplitude et de grande période, voire
même de la rendre instable.

B - Les comparateurs

Un comparateur est un dispositif possédant deux entrées
et une sortie. Il compare les deux tensions analogiques d'entrée
 v_1 et v_2 , et donne en sortie un niveau logique haut ou bas se-
lon que $v_1 > v_2$ ou $v_2 > v_1$. Ce niveau nous renseigne donc sur
la valeur respective des deux tensions.

1° Réalisation

Il n'est pas question pour nous de réinventer tout ce
qui existe, d'autant plus que les comparateurs, ou les amplifi-
cateurs opérationnels sont disponibles à très bas prix en cir-
cuits intégrés.

Nous avons donc d'abord essayé les comparateurs de ten-
sion type SFC 2710 ou équivalent. Cependant, ces comparateurs

sont d'un usage délicat par leur propension à osciller, leur faible impédance d'entrée, leur faible gain en boucle ouverte (1 500 typique) et leur tension d'alimentation spéciale. Pour ces multiples raisons, nous nous sommes tournés vers l'emploi des amplificateurs opérationnels.

2° Utilisation des amplificateurs opérationnels en comparateurs

Les amplificateurs opérationnels sont en général utilisés dans la partie linéaire de leur caractéristique, et de plus, le gain très grand incite à les utiliser en boucle fermée.

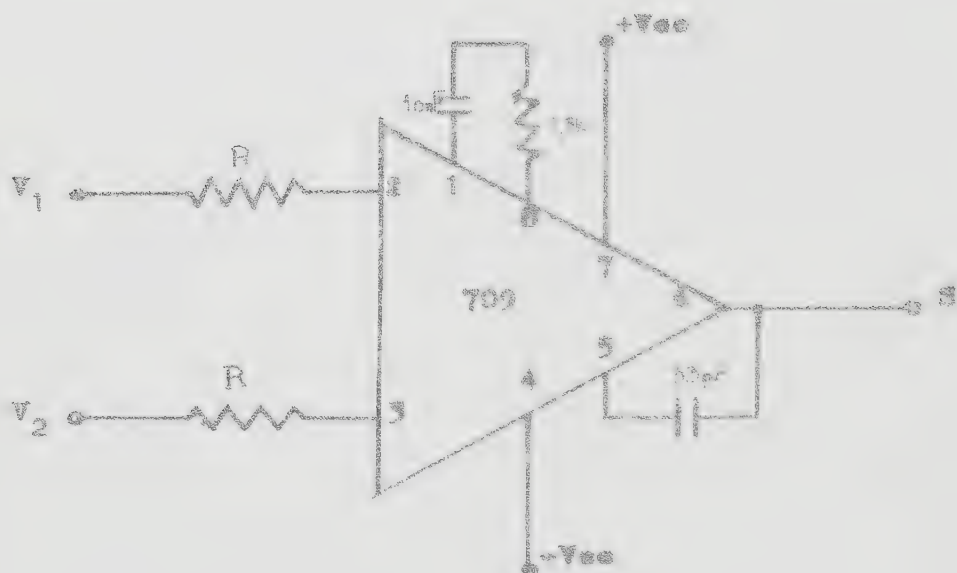
Cependant, si nous les laissons en boucle ouverte, une très faible tension les amène tout de suite en saturation, soit positive, soit négative, ce qui nous permettra de savoir avec une erreur de l'ordre de l'excursion de tension divisée par le gain (en plus de l'erreur d'Offset), le signe de la différence des tensions d'entrée 6.

Parmi tous les amplificateurs opérationnels disponibles, il nous fallait faire un choix.

Il est nécessaire que l'amplificateur ait la bande passante la plus large possible afin d'augmenter la rapidité. Dans les amplificateurs disponibles, nous avons donc éliminé les types à compensation de fréquence intégrée.

Il nous faut un gain suffisant, ce qui nous a fait éliminer les types ayant un gain inférieur à 10 000, une impédance d'entrée la plus élevée possible, et enfin parmi les amplificateurs restants ayant des caractéristiques approchées, nous avons choisi celui ayant le plus bas prix possible : nous retrouvons alors l'amplificateur opérationnel le plus courant : le type 709 dans la version SFC 2709 c, qui est descendu à un prix très bas comparable à celui des transistors.

La rapidité est suffisante et, bien qu'il existe des



$V_1 > V_2$ $E \sim -V_{cc}$

$V_2 > V_1$ $E \sim +V_{cc}$

Figure 17 Modèle simple de comparateur

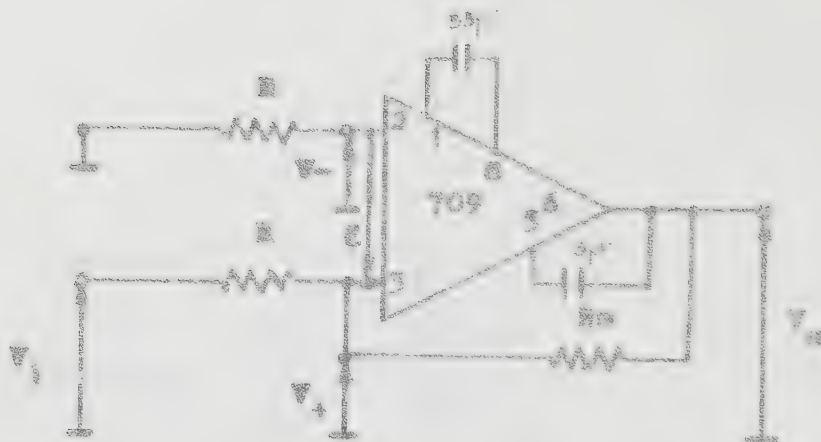


Figure 18 Comparateur à hystérésis

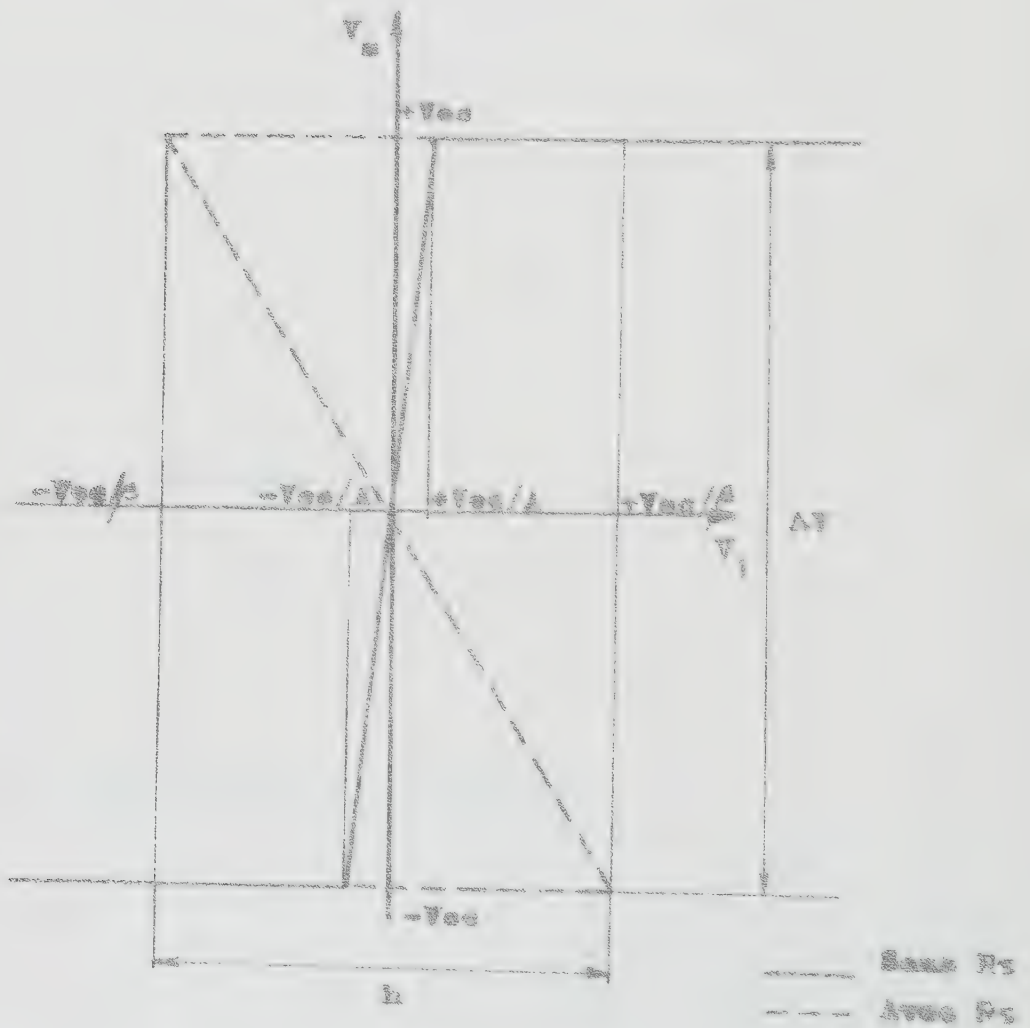


Figure 19 Caractéristique du comparateur

amplificateurs plus rapides comme le type SFC 2101, l'augmentation de vitesse ne justifie pas l'augmentation de prix pour l'utilisation envisagée ici 7 .

Il possède un certain nombre de connexions :

- 2 connexions d'entrée (n° 2 et 3)
- 1 connexion de sortie (n° 6)
- 2 connexions d'alimentation (n° 4 et 7)

Les autres connexions servent à la compensation en fréquence.

- compensation en fréquence en entrée entre les broches 1 et 8.
- compensation en fréquence en sortie entre les broches 5 et 6.

a) Modèle simple de comparateur

Le modèle simple de comparateur est donné par la figure 17. Les résistances R servent à limiter le courant d'entrée, afin de ne pas détruire les transistors d'entrée de l'amplificateur quand celui-ci est saturé.

Cependant, l'amplificateur muni de ses compensations est lent et la montée du signal de sortie est de même très lente. Le premier réflexe consiste à supprimer les compensations.

Si nous travaillons alors sans celles-ci, nous nous apercevons que l'amplificateur oscille lors des transitions. Nous travaillons alors avec une compensation nous amenant à la limite des oscillations.

b) Comparateur à hystérésis

Afin d'accélérer les transitions, il est possible d'effectuer une réaction positive, ainsi que le montre la fi-

Etudions ce dispositif.

Nous supposons l'impédance d'entrée infinie:

donc, $V_- = 0$ d'où $V_+ = \mathcal{E}$

L'amplificateur nous donne $V_s = A\mathcal{E}$ (A étant le gain en boucle ouverte de l'amplificateur) et la loi de Kirchhoff :

$$(1) \quad V_+ - R_s I - V_s = 0$$

$$(2) \quad V_1 - (R + R_s)I - V_s = 0$$

$$\text{de (2)} \quad I = \frac{V_1 - V_s}{R + R_s}$$

$$V_+ = \frac{R_s}{R + R_s} (V_1 - V_s) - V_s = 0$$

$$\text{Or } V_+ = \frac{V_s}{A}$$

$$\text{d'où } V_s \left(\frac{1}{A} - 1 + \frac{R_s}{R + R_s} \right) = \frac{R_s}{R + R_s} V_1$$

$$V_s = \frac{A \cdot R_s}{R + R_s - A \cdot R} V_1$$

où AR grand devant R

$$V_s = \frac{A \cdot R_s}{R_s - A \cdot R} V_1$$

En appelant $R_s/R = \beta$

$$V_s = \frac{A}{\beta - A} V_1$$

Revenons à l'expression de V_+ :

$$V_+ = V_s \left(1 - \frac{R_s}{R + R_s} \right) + V_1 \left(\frac{R_s}{R + R_s} \right)$$

$$V_+ = V_s \left(\frac{1}{1 + \beta} \right) + V_1 \left(\frac{\beta}{1 + \beta} \right)$$

$$V_s = + V_{cc} \text{ pour } V_+ > + V_{cc}/A$$

$$\frac{V_{cc}}{1 + \beta} + V_1 \left(\frac{\beta}{1 + \beta} \right) > \frac{V_{cc}}{A} \quad A \gg 1$$

$$V_1 > V_{cc} \frac{\beta - A}{A \beta}$$

...

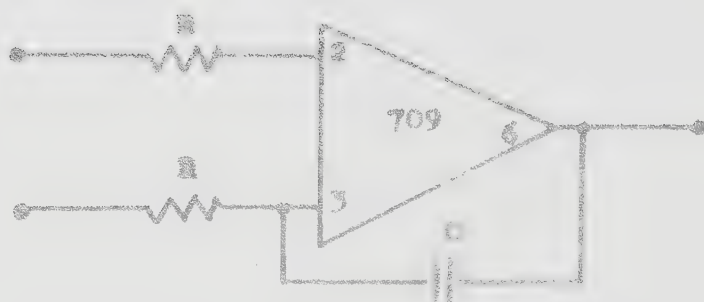


Figure 20 Générateur proposé

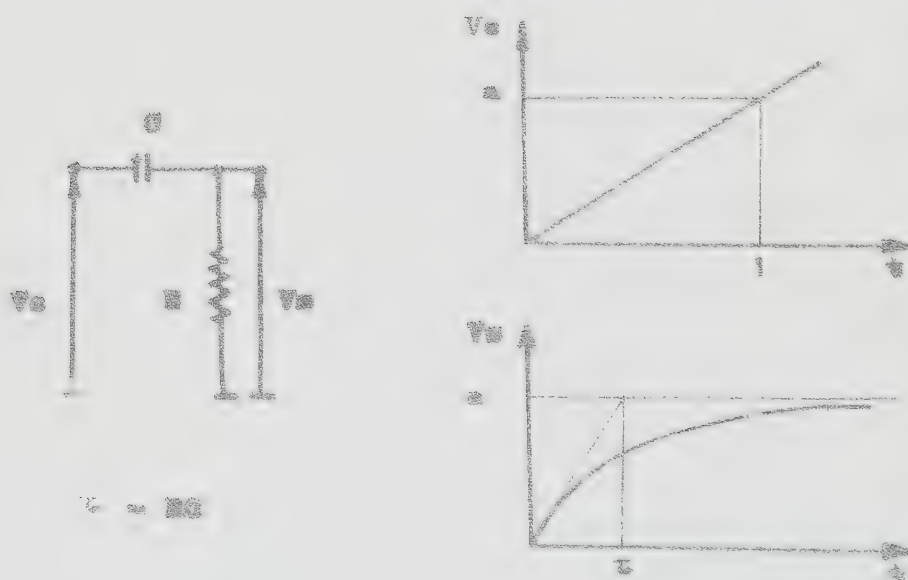


Figure 21

$$V_s = -V_{cc} \text{ pour } V_+ < -V_{cc}/A$$

$$V_1 < V_{cc} \frac{A - \beta}{A\beta}$$

Nous voyons donc que, tant que V_1 sera inférieur à la valeur $V_{cc} \cdot \frac{A - \beta}{A\beta}$, V_s sera égal à $-V_{cc}$ et, d'autre part, tant que V_1 sera supérieur à $V_{cc} \frac{\beta - A}{A\beta}$, V_s sera égal à $+V_{cc}$. Si A est grand devant β , ce qui est souvent le cas ($A \sim 50000$, $\beta = \frac{R_s}{R}$). Si $R = 10^4 \Omega$, il sera difficile de trouver des résistances de $5 \cdot 10^8 \Omega$ (500 M Ω) pour que β soit supérieur à A , nous voyons apparaître un hystérésis dans la caractéristique de réponse du dispositif, caractéristique tracée en figure 19. L'hystérésis h sera donné par $h = \frac{\Delta V}{\beta}$, ΔV étant l'excursion de tension de sortie.

c) Comparateur proposé

Ceci peut être intéressant dans certains cas, en particulier quand une des deux tensions à comparer (ou les deux) varie lentement, afin d'accélérer la vitesse de transition et d'éviter les oscillations, ou bien quand du bruit se superpose au signal. Cependant, une erreur apparaît, due à l'hystérésis, sur la valeur exacte de l'instant de comparaison. Nous avons cherché une autre façon de faire une réaction positive et nous proposons le dispositif décrit figure 20.

En effet, la moindre variation de la tension de sortie sera retransmise par C sur l'entrée positive, ce qui aura pour effet de retransmettre cette variation en sortie, multipliée par le gain, donc de faire basculer très rapidement l'amplificateur.

Si nous considérons le circuit figure 21, sa réponse est :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\tau_c p}{\tau_c p + 1}$$

$$\text{si } \tau_c = RC$$

et p la variable de Laplace.

Si nous entrons un échelon de vitesse $V_e = at$, ou

$$[V_e] = \frac{a}{p^2}$$

$$\text{nous aurons } [V_s] = \frac{a t}{p(1 + \tau p)}$$

$$\text{d'où } V_s = a \tau_0 (1 - e^{-\frac{t}{\tau_0}}) \quad \boxed{9}$$

c'est-à-dire que V_s aura l'allure d'un échelon avec une constante de temps de valeur RC .

Si donc, la tension de sortie du comparateur part d'une valeur de saturation, par exemple $-V_{cc}$, où le comparateur se trouvait depuis la comparaison précédente et commence à croître suivant la loi $V_s = at$, c'est-à-dire que la tension d'entrée varie suivant une pente de a , un échelon de valeur $a\tau_0$ sera retransmis à l'entrée positive. Il faut que $a\tau_0$ soit supérieur à $\frac{V_{cc}}{A}$ afin de provoquer le basculement total du comparateur.

Si nous avons une vitesse de montée en entrée de l'ordre de 1 V/s , celle de sortie sera de l'ordre de :

$$a = 5 \cdot 10^4 \text{ V/s, d'où, si } V_{cc} = 15 \text{ V et } A = 5 \cdot 10^4$$

$$5 \cdot 10^4 \cdot \tau_0 = \frac{30}{5 \cdot 10^4}$$

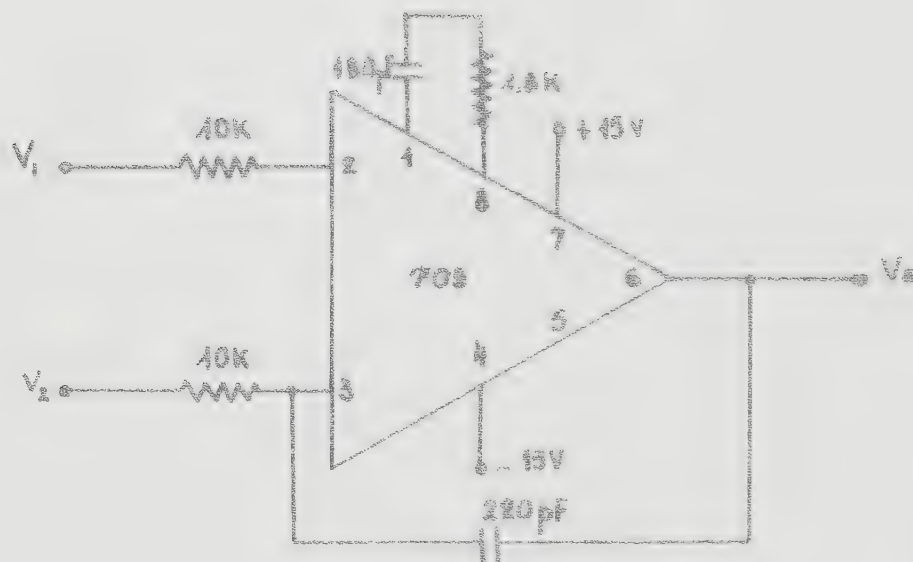
$$\tau_0 = \frac{30}{25 \cdot 10^8} \quad \tau_0 \sim 10^{-8} \text{ s}$$

$$\text{Avec } R = 10^4 \Omega \quad C = 10^{-12} \text{ F}$$

C sera donc supérieur à 1 pF .

En réalité, il existe aussi des réactions négatives appliquées sur l'autre entrée par des capacités parasites de cet ordre de grandeur et, afin de percevoir une amélioration sensible du fonctionnement, il est nécessaire de prendre une valeur de C supérieure à celle calculée.

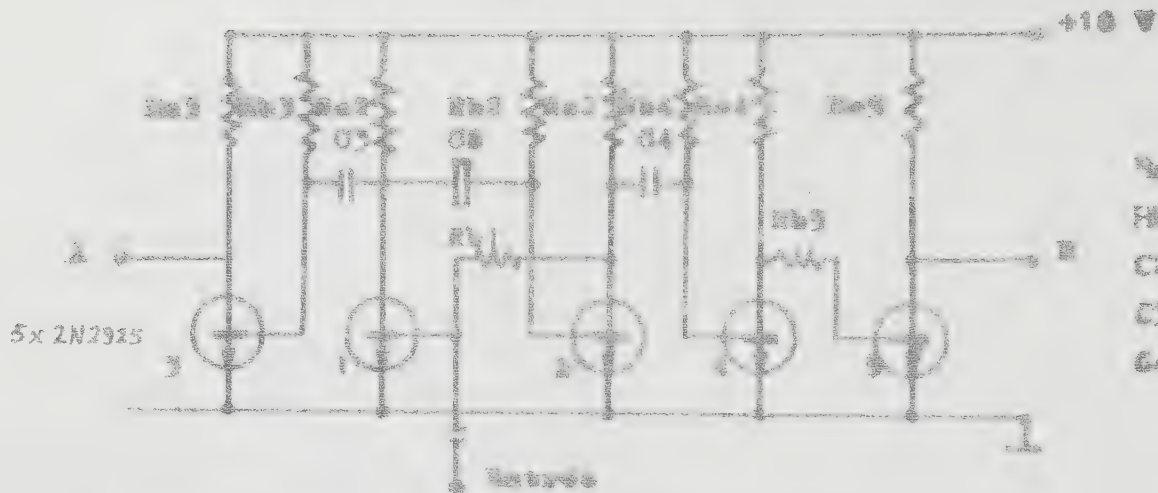
Dans l'étude précédente, nous n'avons pas tenu compte de l'impédance d'entrée ; or, le courant d'entrée augmente considérablement lorsque l'amplificateur est saturé. La chute de tension aux bornes de R due à ce courant d'entrée recrée un hystérésis supplémentaire et c'est de ceci qu'il faut tenir compte afin d'améliorer la précision.



$$V_o \sim +15V \text{ si } V_2 > V_1$$

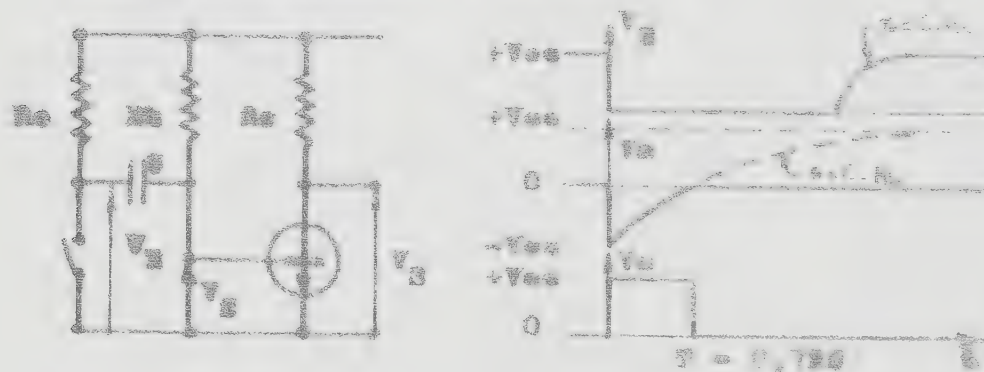
$$V_o \sim -15V \text{ si } V_1 < V_2$$

Figure 22 Comparateur réalisé à l'aide d'un circuit SFC 2711 7

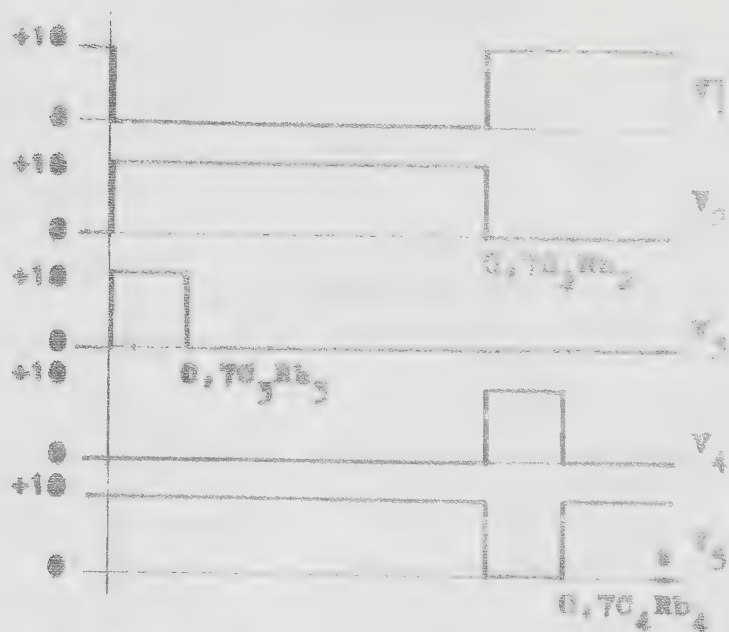


$R_{b1} = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_{c1} = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_{e1} = 1 \text{ k}\Omega$
 $C_1 = 10 \text{ pF}$
 $C_2 = 10 \text{ pF}$

Circuit distributeur d'impulsions



Circuit élémentaire explicatif



Formes d'ondes sur les collecteurs

Dans notre cas, les performances obtenues sans en tenir compte nous satisfont largement pour l'utilisation souhaitée.

Le montage final est donné figure 22, avec la valeur des composants.

C - Description et réalisation de la détection hors limites

Nous avons donc maintenant les éléments constitutifs de cet appareil ; il nous reste à les assembler.

Ainsi, la goutte passant dans la cellule déclenche une impulsion électrique. Cette impulsion provoque le test de l'état de sortie des comparateurs, ce qui détermine l'alarme le cas échéant, puis remet à zéro le circuit de mesure.

Le schéma synoptique est donné figure 23.

Nous avons plusieurs parties :

- un circuit distributeur d'impulsions chargé de répartir les différentes impulsions ,
- un circuit de mesure avec sa remise à zéro et son circuit adaptateur d'impédance,
- le circuit logique formé du comparateur, des fonctions logiques ET et OU et de la fonction mémoire.

Examinons séparément ces 3 circuits :

1° - Circuit distributeur d'impulsions

Son schéma est donné en figure 24. 10

Examinons son fonctionnement :

Au repos, les transistors T_2 , T_3 et T_4 sont normalement conducteurs, la tension sur leur collecteur est donc basse ; les transistors T_1 et T_5 polarisés par T_2 et T_4 sont alors bloqués. Leur tension de sortie est haute (proche de $+V_{cc}$). Une impulsion positive en entrée vient saturer le transistor T_1 , la tension sur son collecteur décroît donc rapidement. Un échelon

...

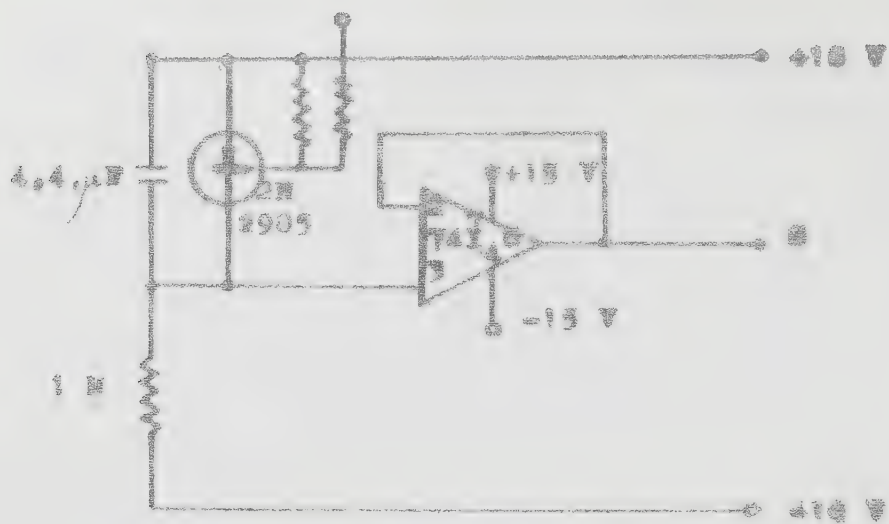


Figure 25 Circuit de mesure

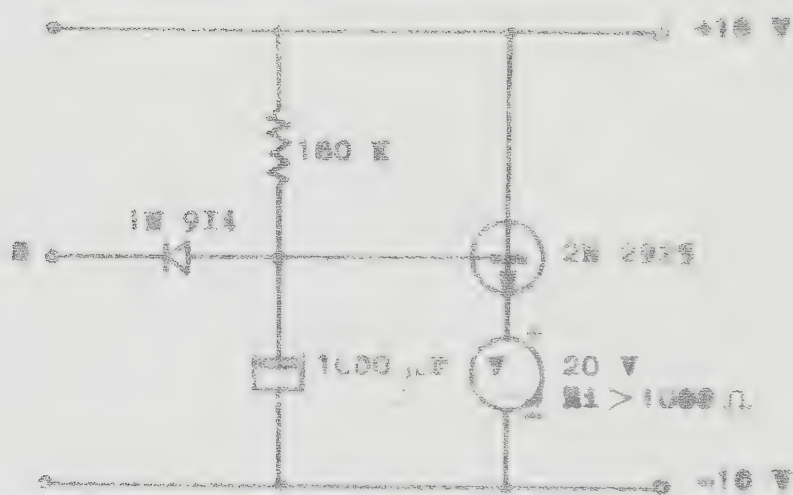


Figure 26 Circuit de lecture

de tension négatif est alors transmis par C_2 et C_3 aux bases des transistors T_2 et T_3 qui se bloquent. La tension de sortie monte donc à $+V_{cc}$. Les transistors T_2 et T_3 restent bloqués jusqu'à ce que les condensateurs C_2 et C_3 se chargent à travers Rb_2 et Rb_3 .

On choisit Rb_3C_3 petit devant Rb_2C_2 de façon à avoir des impulsions bien décalées dans le temps.

Quand T_2 se resature, il joue alors le rôle de T_1 vis-à-vis de T_4 et nous avons une impulsion en sortie B.

En résumé, nous avons au moment du passage de l'impulsion d'entrée une impulsion positive de durée $t_1 = 0,7 C_3 Rb_3$ en sortie A, puis, après un temps $t_2 = 0,7 C_2 Rb_2$, une impulsion négative de durée $t_3 = 0,7 C_4 Rb_4$ en sortie B.

La sortie A va nous servir à tester l'état des comparateurs, la sortie B à remettre à zéro le circuit de mesure que nous examinons maintenant.

2° Le circuit de mesure

Son schéma est donné figure 25.

Il comporte le circuit RC, un transistor PNP 2N 2905 normalement bloqué que l'impulsion B sature à travers le circuit diviseur de tension.

L'adaptation d'impédance est réalisée par un amplificateur opérationnel monté en suiveur. Nous avons choisi un SFC 2741 c pour sa facilité de mise en oeuvre et son assez faible courant de polarisation, ce qui nous assure une impédance d'entrée de l'ordre de 30 M Ω .

Nous avons pour les essais réalisé un système de lecture de la tension de mesure.

En effet, celle-ci varie constamment entre deux gouttes et passe par 20 V à chaque passage de goutte.

...

Il nous fallait conserver la valeur la plus petite de cette tension afin de la lire aisément. Nous chargions alors une capacité à cette valeur crête et, afin de pouvoir observer une remontée de cette tension crête, nous déchargions cette capacité à travers une résistance. Nous faisons une adaptation d'impédance grâce à un transistor monté en collecteur commun et nous pouvons lire la valeur crête de la tension, donc la valeur de la fréquence des gouttes. 11 12

Cependant, ce circuit n'est utilisé que dans le cas des essais et nous n'envisageons pas son utilisation sur l'appareil définitif (figure 26).

3° Le circuit logique

Son schéma est donné figure 27.

Les comparateurs utilisés sont ceux décrits au précédent chapitre. Ils sortent directement sur une fonction ET à diode, les deux fonctions sont connectées en OU à résistance sur l'entrée d'une bascule à transistor. Cette bascule commande un relais qui est normalement collé, un bouton de remise à zéro (RAZ) permet de remettre la bascule en état de veille une fois le réglage de la perfusion effectué.

Nous avons choisi de prendre un relais pour l'alarme, car il nous permet d'adapter celle-ci aux exigences de l'utilisateur :

- soit une alarme lumineuse ou sonore à l'intérieur de l'appareil et dont l'adjonction ne pose aucun problème;
- soit une alarme branchée sur le réseau général de surveillance et, là encore, il suffit, par exemple, de brancher le contact du relais en parallèle sur le bouton d'appel du malade pour provoquer l'alarme dans la salle de garde.

Enfin, chaque comparateur commande un voyant lumineux par l'intermédiaire d'un transistor, afin de savoir de quel côté s'effectue le dépassement.

Les seuils de comparaison sont affichés sur deux potentiomètres. Ceux-ci sont gradués de façon non linéaire, comme nous l'avons vu dans les chapitres précédents, mais cela ne pose pas de difficulté d'utilisation.

D - Expérimentation de la détection hors limites

Nous avons expérimenté l'appareil réalisé, à la clinique du Centre de Transfusion Sanguine de Nancy.

Nous avons choisi pour les essais une fourchette assez large : nous considérons la perfusion comme bonne entre 10 et 50 gouttes par minute et, malgré cela, l'alarme se déclenchait très souvent, surtout par dépassement supérieur (perfusion trop rapide). L'intervention de l'infirmière pour régler convenablement la pince s'avérait inefficace. Nous observâmes alors l'existence fréquente de "doublets" de gouttes, c'est-à-dire que de temps en temps, deux gouttes tombent à la suite l'une de l'autre, et ce quel que soit le débit choisi.

Ainsi, deux gouttes tombant très rapidement l'une derrière l'autre, le temps les séparant devient inférieur au temps minimal imposé et l'alarme retentit.

D'autre part, nous avons pu constater en effectuant des enregistrements (enregistrements qui seront commentés dans la deuxième partie de cette étude), qu'une perfusion effectuée sur un malade conscient et éveillé se déroule de façon assez chaotique, du fait que le moindre mouvement du malade provoque une perturbation apte à faire varier le débit dans d'assez grandes proportions.

Bien que nous ayons pu, en introduisant une constante de temps de l'ordre de la minute, garder le système utilisant les intervalles de temps entre deux gouttes successives pour

déclencher seulement une alarme ,nous avons décidé de l'abandonner. Par suite un dispositif numérique permettant de s'affranchir de ces inconvénients a été étudié à l'I.G.B.M.

Cette étude a été menée par J. BOTTIN et sera donnée succinctement dans le chapitre suivant.

*
*
*

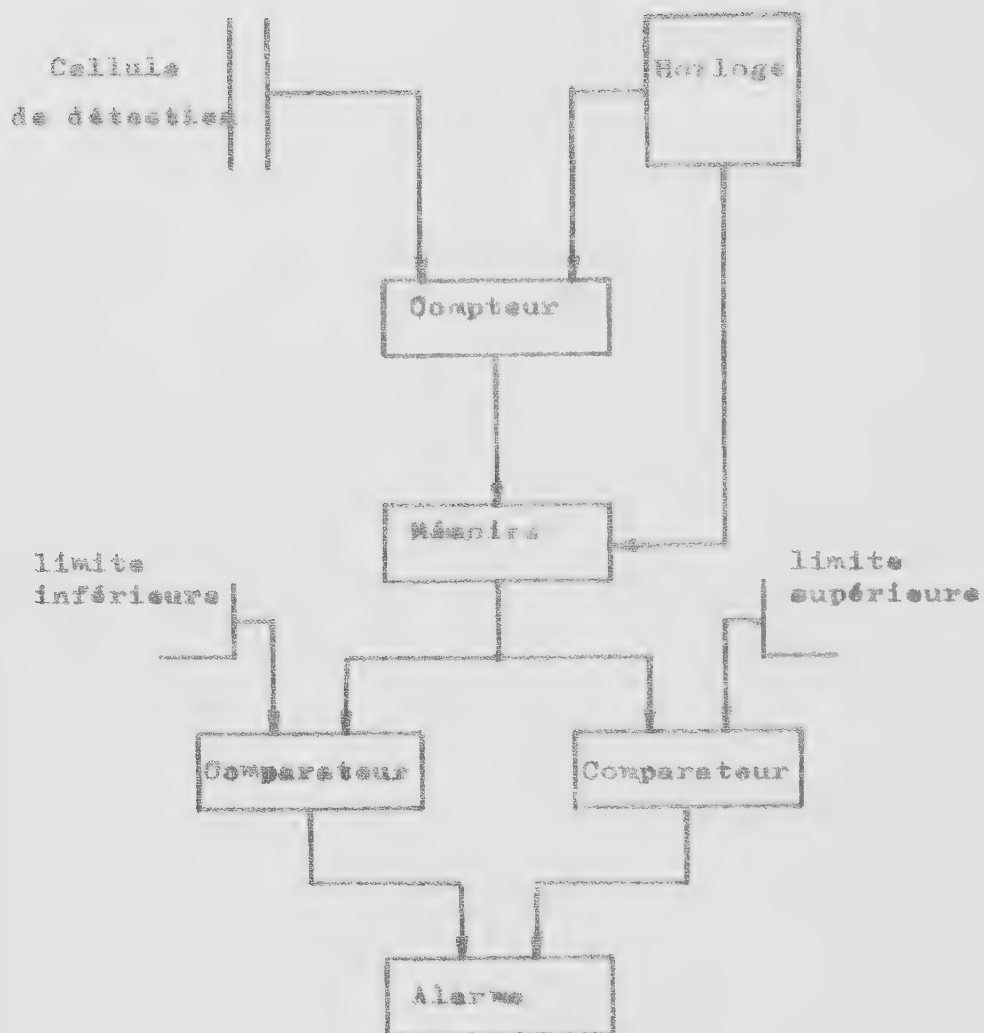


Figure 26 Synoptique de la détection hors limites
Appareil digital.

IV - EMPLOI DES TECHNIQUES NUMERIQUES A LA MESURE ET A LA REGULATION DU DEBIT

A - Détection hors limites - Dispositif numérique

Afin de s'affranchir des anomalies instantanées de la perfusion, il est possible de mesurer, non plus la valeur instantanée du débit, mais sa valeur moyenne. Cette valeur moyenne s'obtient en général par intégration.

Réalisation

L'intégration doit se faire sur une longue période afin d'améliorer le résultat. Monsieur Jean BOTTIN a pensé à utiliser un moyen digital : le comptage.

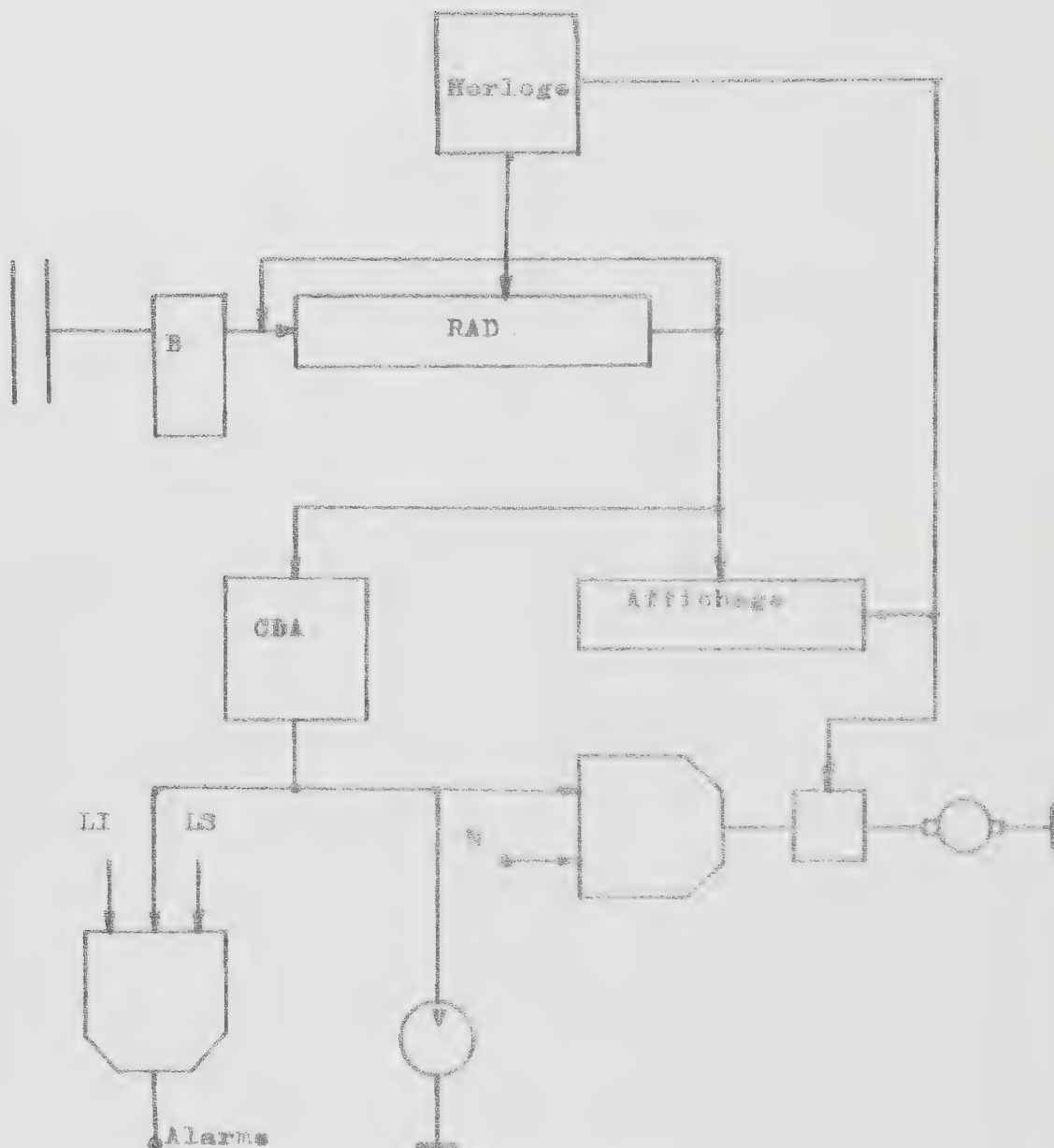
Ainsi les gouttes passant pendant une durée déterminée (30s, 1 mn, 2 mn) sont comptées, puis au bout de cette durée, le nombre obtenu est affiché sur des tubes indicateurs. A ce moment, l'appareil compare ce nombre à deux nombres affichés par l'utilisateur sur des clés à affichage numérique.

Cette comparaison est numérique et son résultat indique si la perfusion se déroule normalement ou non. Le signal résultat déclenche le cas échéant un relais d'alarme.

Le schéma synoptique de cet appareil est donné figure 28, la réalisation complète est décrite dans la thèse de Docteur-Ingénieur de Jean BOTTIN 13.

B - Régulation des perfusions - Appareil digital

Partant de l'appareil précédemment décrit chapitre IV paragraphe A de notre thèse, Monsieur Jean BOTTIN commanda une pince automatique par le signal de sortie des comparateurs. Cependant, l'appareil ainsi obtenu s'est avéré trop lent. Il pensa alors à compter à des instants en progression arithmétique t_0 , t_1 , t_2 t_n , le nombre des gouttes passées pendant la minute



N : débit fixé
 LI, LS : limites inférieure et supérieure du débit
 CDA : convertisseur digital analogique
 RAD : registre à décalage

Figure 29 Synoptique de la régulation digitale.

qui précède l'instant t_i . L'écart $t_1 - t_0 = t_2 - t_1 = \dots$ est de 0,01 mn.

Cette façon d'opérer se rapproche d'une véritable intégration du débit, et fait que la perturbation apparaît immédiatement à l'instant t en résultats, sans avoir à attendre après t .

Réplisation

Une horloge discrétise le temps en fraction de temps de comptage. A chaque fraction de temps, un comptage des gouttes enregistré dans un registre à décalage est effectué. Le nombre obtenu est affiché sur des tubes indicateurs, et est transformé en tension analogique afin d'effectuer facilement les comparaisons avec les valeurs de référence et d'alarme.

Un de ces comparateurs fait tourner le moteur de la pince automatique dans le sens convenant à la régulation. La description complète ainsi que les performances sont données dans la thèse de Jean BOTTIN 13.

C - Conversion digital-analogique

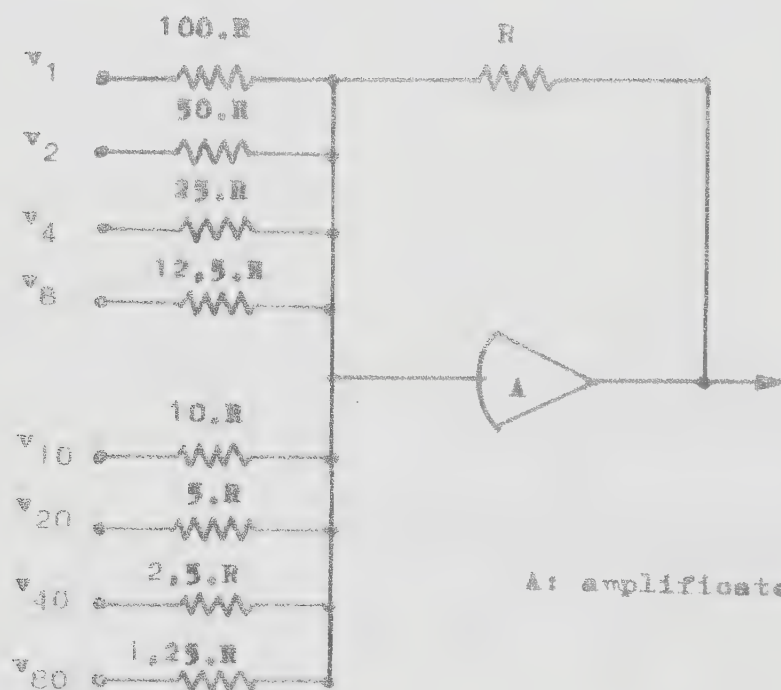
Dans le cas des appareils digitaux, on a vu (13) que se posait le problème des comparateurs digitaux, comparateurs assez exigeants en matériel.

Les comparateurs analogiques que nous avons étudiés chapitre III, paragraphe B, sont considérablement plus simples et nous avons pensé en faire profiter notre collègue J. BOTTIN. Cela nous posait donc le problème de la conversion digital - analogique. Le nombre à convertir se présente sous forme décimale codée binaire 21 22 23 24 25 .

Nous étudierons ci-dessous divers moyens de résoudre ce problème :

- sommateur à résistances
- réseaux en échelle
 - * à injection de courant
 - * à attaque en tension

...



A: amplificateur opérationnel

Figure 30 Sommateur à résistances

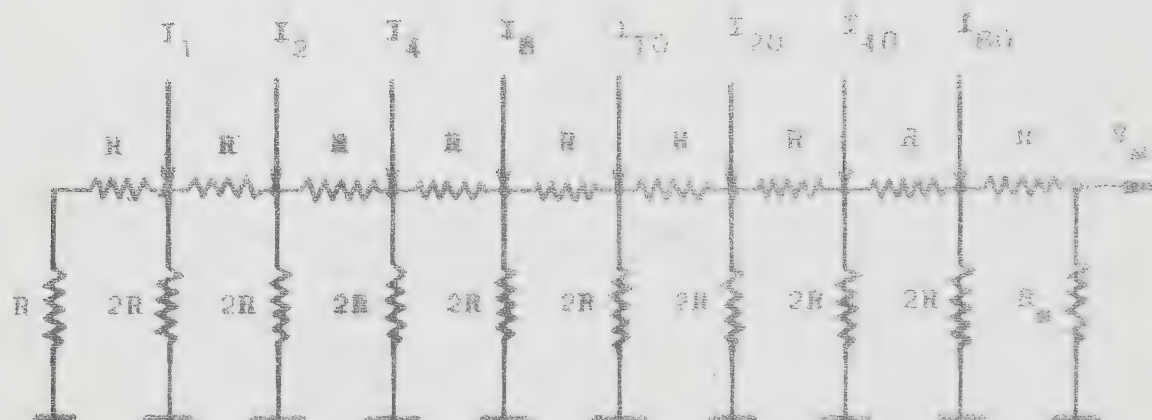


Figure 31 Réseau à commande par courant

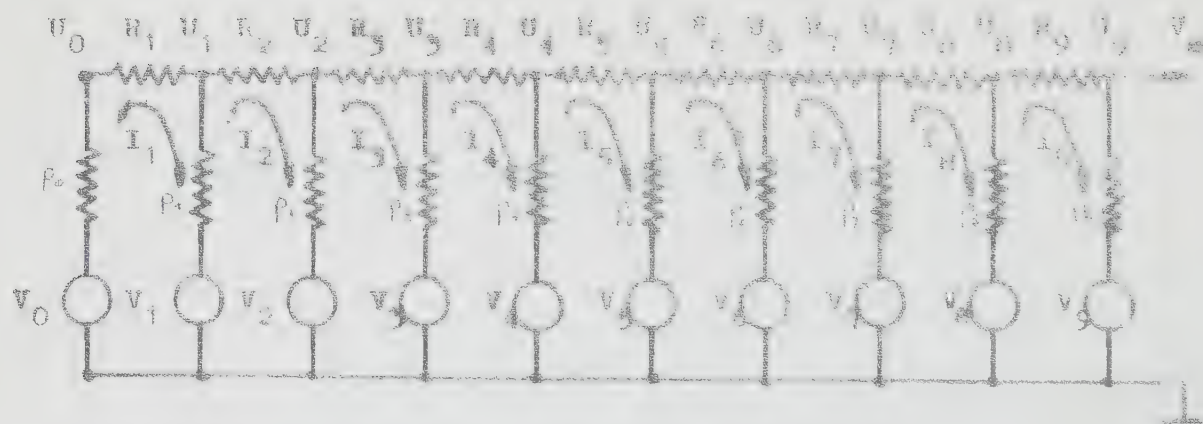


Figure 32 Réseau à commande par tension

1° Sommateur à résistances

Nous avons un nombre décimal de deux chiffres codé en binaire.

Nous appellerons a_{80} , a_{40} , a_{20} , a_{10} , a_8 , a_4 , a_2 , a_1 , les huit variables binaires formant ce nombre.

Chacune de ces variables a un poids égal à son indice c'est-à-dire que le nombre affiché n est égal à :

$$n = 80 a_{80} + 40 a_{40} + 20 a_{20} + 10 a_{10} + 8 a_8 + 4 a_4 + 2 a_2 + a_1$$

$$a_i = 0 \text{ ou } 1$$

Afin d'obtenir une tension proportionnelle à n , il suffit d'appliquer 8 tensions $v_i = v_{\text{ref}}$ si $a_i = 1$
 $v_i = 0$ si $a_i = 0$
et chacune avec un poids égal au poids de la variable binaire correspondante.

Nous réalisons ceci avec un sommateur à résistance (figure 30).

Cependant, le sommateur présente des gains relatifs de 1 à 80, ce qui est une cause d'instabilité.

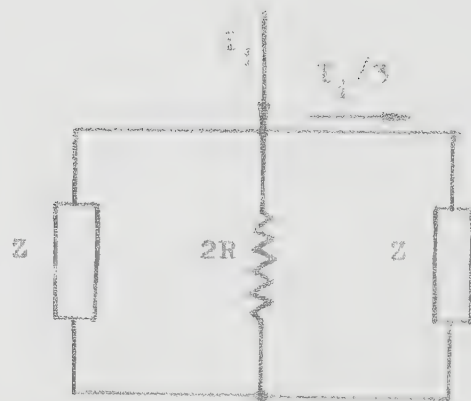
D'autre part, les valeurs des résistances ne sont pas des valeurs standards. Il faut donc trier les résistances parmi un lot de résistances de haute stabilité.

Nous avons cherché à n'utiliser que des résistances de même valeur et nous avons donc pensé aux réseaux en échelle.

2° Les réseaux en échelle

Ils sont de deux types : les réseaux à injection de courant et les réseaux à commutation de tension. Leurs schémas de principe sont donnés figures 31 et 32.

...



Z : impédance équivalente
du réseau vue du noeud

$$Z = 2R$$

Figure 33 Séparation des courants au noeud 1

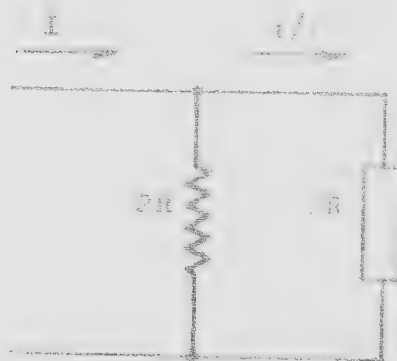


Figure 34 Séparation des courants au noeud voisin

a) Les réseaux à injection de courant

Ces réseaux sont intéressants par le fait que les résistances sont toutes égales (les résistances $2R$ peuvent être obtenues en mettant deux résistances R en série).

Considérons la proportion de chaque courant injecté dans la résistance terminale R_s et appliquons le théorème de superposition.

A un noeud d'injection le courant I_i devient $I_i/3$ vers le noeud voisin (figure 33), où il se divise en deux (figure 34).

Par itération, nous pouvons calculer les courants I_{is} passant dans $R_s = R$ dus à chacun des courants I_i .

$$\text{D'où } I_s = \frac{1}{3 \times 128} (I_1 + 2I_2 + 4I_4 + 8I_8 + 16I_{10} + 32I_{20} + 64I_{40} + 128I_{80})$$

$$V_s = RI_s$$

$$V_s = \frac{R}{3 \times 128} (I_1 + 2I_2 + 4I_4 + 8I_8 + 16I_{10} + 32I_{20} + 64I_{40} + 128I_{80})$$

Or, nous voulons, en appelant a_i les chiffres binaires du nombre décimal affiché, que V_s soit égal à :

$$V_s = \rho i (a_1 + 2 a_2 + 4 a_4 + 8 a_8 + 10 a_{10} + 20 a_{20} + 40 a_{40} + 80 a_{80})$$

ce qui nous donne les I_i si $\rho = \frac{R}{3 \times 128}$

$$i = I_1 = I_2 = I_4 = I_8$$

$$\frac{10}{16} i = I_{10} = I_{20} = I_{40} = I_{80}$$

Nous avons fabriqué un générateur de courant commandé qui débite un courant i quand l'entrée vaut 0, et qui ne débite aucun courant quand l'entrée vaut 1.

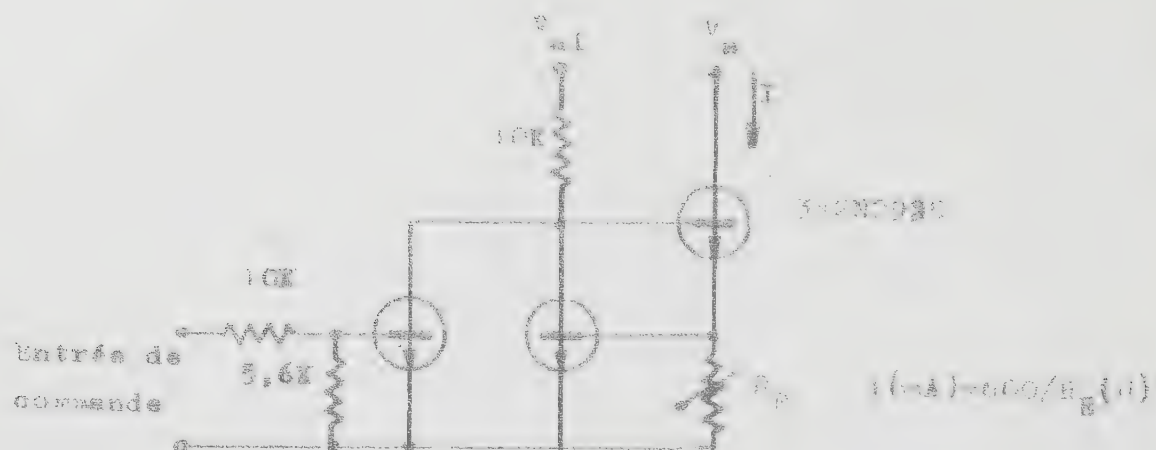


Figure 35 Générateur de courant commandé

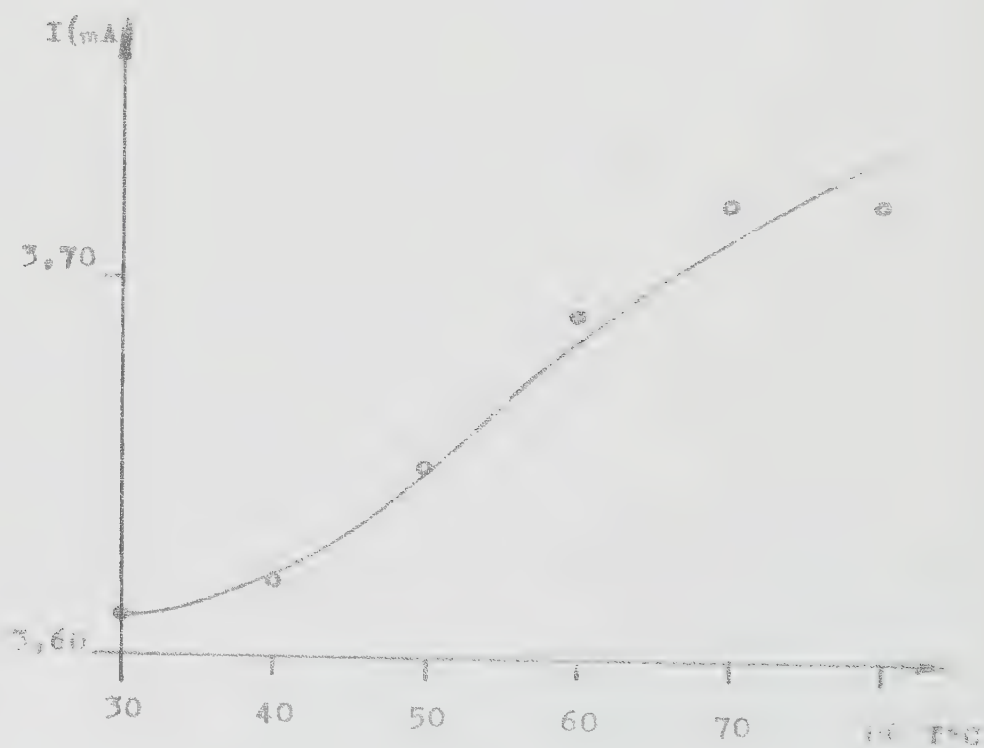


Figure 36 Dérive en fonction de la température ($R_p = 180\Omega$)

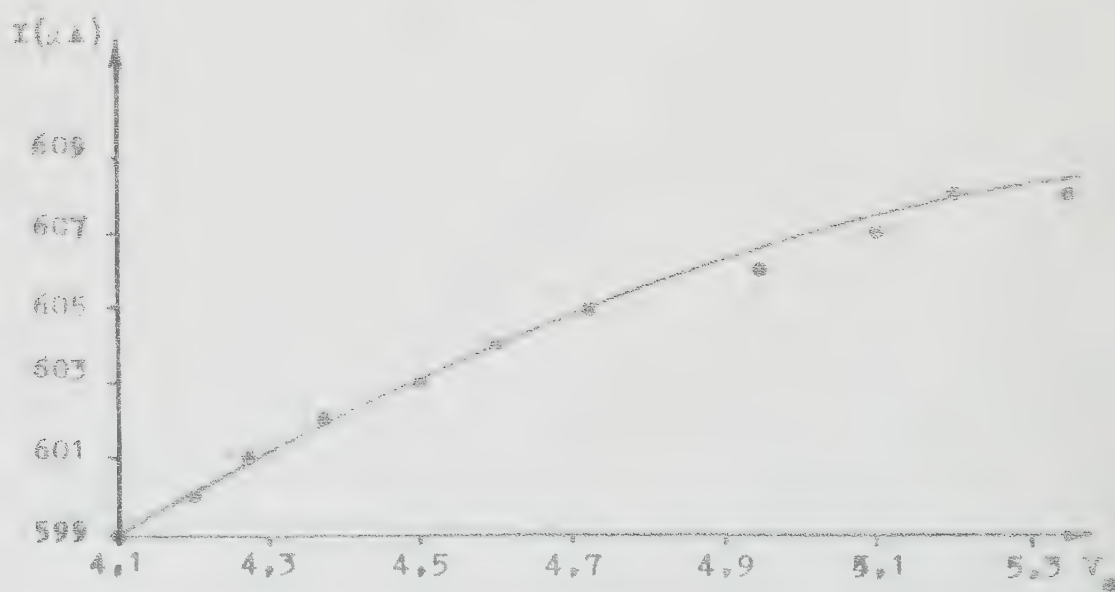


Figure 17 Courant de sortie en fonction de V_b et de V_{ce}
 $(R_E = 1K\Omega)$

Nous avons réalisé le montage décrit figure 35. Nous avons cherché à le rendre le plus économique possible. Nous avons mesuré sa dérive en fonction de la température en plaçant le montage en étuve (figure 36). La stabilité est bonne jusqu'à 40°. Nous avons cherché à connaître le courant en fonction de la tension d'alimentation et de la tension de sortie du générateur, ce qui nous donne les courbes figure 37.

Nous voyons que le générateur de courant est relativement sensible à de nombreux paramètres. De plus, il nous faut deux types de générateur de courant dont les courants de sortie soient dans un rapport 1,6; ce qui peut être une source d'erreur supplémentaire pour la conversion.

b) Les réseaux à attaque en tension

Une tension de référence est plus facile à obtenir qu'un courant de référence. Nous avons donc examiné les réseaux à attaque en tension et cherché les conditions de la conversion numérique-décimal en analogique.

- Modèle simple de réseau en échelle

Soit donc le réseau décrit figure 32. I_i sont les courants de maille. Considérons les différentes branches du réseau.

En chaque noeud supérieur i existe une tension U_i . Les lois de Kirchhoff nous donnent :

$$V_i + \sum_i I_i - I(i+1) - U_i = 0$$

$$I_i = \frac{1}{R_i} (U_{i-1} - U_i)$$

En appelant :

$$a_i = \frac{R_i}{R_i}$$

$$b_i = \frac{R_i}{R_{i+1}}$$

...

Nous obtenons en remplaçant I_i par sa valeur

$$V_i = -a_i V_{i-1} + (a_i + b_i + 1)U_i - b_i U_{i+1}$$

soit en écriture matricielle 29

$$\begin{bmatrix} V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} U \end{Bmatrix}$$

Nous nous intéressons tout particulièrement à U_9 , tension de sortie du réseau. Par définition :

$$V_i = V_{\text{ref}} a_i$$

a_i étant le chiffre binaire du nombre décimal affiché.

D'où :

$$U_9 = A_0 V_0 + A_1 V_1 + \dots + A_9 V_9$$

avec :

$$\begin{aligned} A_1 &= A_0 \\ A_2 &= 2 A_0 \\ A_3 &= 4 A_0 \\ A_4 &= 8 A_0 \\ A_5 &= 10 A_0 \\ A_6 &= 20 A_0 \\ A_7 &= 40 A_0 \\ A_8 &= 80 A_0 \end{aligned}$$

Les termes A_i sont les termes de la ligne 9 de la matrice $\begin{bmatrix} A \end{bmatrix}^{-1}$. En effet si :

$$\begin{cases} V = \begin{bmatrix} A \end{bmatrix}^{-1} U \\ U = \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} V \end{cases}$$

En remarquant que :

$$\begin{bmatrix} A \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{et que } \begin{cases} a_0 = 0 \\ b_9 = 0 \end{cases}$$

Il vient :

$$\begin{aligned} A_1 a_1 &= A_0 + A_0 b_0 \\ A_2 a_2 &= A_1 + A_1 a_1 + A_1 b_1 - A_0 b_0 \end{aligned}$$

...

$$A_3 a_3 = A_2 + A_2 a_2 + A_2 b_2 - A_1 b_1$$

$$A_4 a_4 = A_3 + A_3 a_3 + A_3 b_3 - A_2 b_2$$

$$A_5 a_5 = A_4 + A_4 a_4 + A_4 b_4 - A_3 b_3$$

$$A_6 a_6 = A_5 + A_5 a_5 + A_5 b_5 - A_4 b_4$$

$$A_7 a_7 = A_6 + A_6 a_6 + A_6 b_6 - A_5 b_5$$

$$A_8 a_8 = A_7 + A_7 a_7 + A_7 b_7 - A_6 b_6$$

$$A_9 a_9 = A_8 + A_8 a_8 + A_8 b_8 - A_7 b_7$$

$$1 = A_9 + A_9 a_9 - A_8 b_8$$

En posant :

$$S_i = \sum_{j=0}^i A_j$$

Il vient :

$$A_i a_i = S_{i-1} + A_{i-1} b_{i-1} \quad (i = 1, \dots, 9)$$

$$1 = S_9$$

Pour simplifier, posons $R_i = R_{i+1} = R \quad \forall i$

$$0 < i < 9 \quad \text{et } b_0 = 1 \quad (p_0 = R)$$

$$a_i = b_i \quad (a_i = \frac{A_i}{R_i} = \frac{A_i}{R_{i+1}} = b_i)$$

ce qui donne avec la condition précédente sur les A_i

$$S_0 = A_0$$

$$S_1 = 2 A_0$$

$$S_2 = 4 A_0$$

$$S_3 = 8 A_0$$

$$S_4 = 16 A_0$$

$$S_5 = 26 A_0$$

$$S_6 = 46 A_0$$

$$S_7 = 86 A_0$$

$$S_8 = 166 A_0$$

La solution est donnée par :

$$a_0 = 0 \quad b_0 = 1$$

$$a_1 = 2 \quad b_1 = 2$$

$$a_2 = 2 \quad b_2 = 2$$

$$a_3 = 2 \quad b_3 = 2$$

$$a_4 = 2 \quad b_4 = 2$$

...

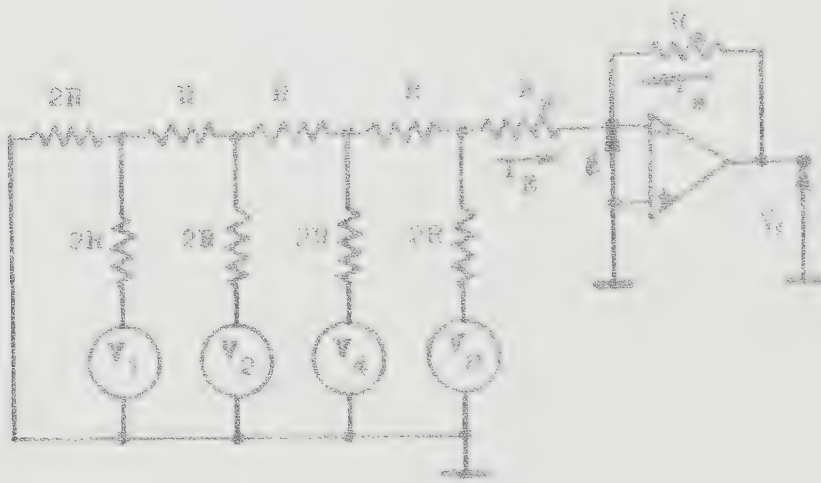


Figure 38 Utilisation d'un amplificateur opérationnel

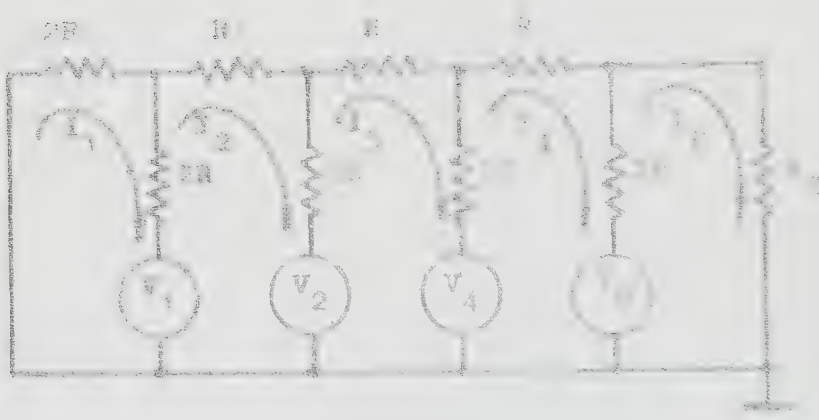


Figure 39 Schéma de calcul

$$\begin{array}{ll}
 a_5 = 3,2 & b_5 = 3,2 \\
 a_6 = 2,9 & b_6 = 2,9 \\
 a_7 = 2,6 & b_7 = 2,6 \\
 a_8 = 2,375 & b_8 = 2,375
 \end{array}$$

Nous avons une disponibilité sur A_9

$$A_9 a_9 = 356 A_0$$

$$S_9 = S_8 + A_9 = 1$$

$$A_0 (166 + \frac{356}{a_9}) = 1$$

$$A_0 = \frac{1}{166 + \frac{356}{a_9}}$$

Nous prendrons $a_9 = 1$ pour des raisons de simplicité.

Nous avons maintenant les éléments du réseau :

$$R_i = R \quad i = 1, 9$$

$$P_0 = P_9 = R$$

$$P_1 = P_2 = P_3 = P_4 = 2 R$$

$$P_5 = 3,2 R$$

$$P_6 = 2,9 R$$

$$P_7 = 2,6 R$$

$$P_8 = 2,375 R$$

Ce réseau est évidemment complexe à cause des valeurs des résistances assez disparates.

De plus, le réseau en échelle possède une impédance de sortie assez élevée.

- Utilisation des amplificateurs opérationnels

Un autre arrangement possible est donné figure 38. Si le gain de l'amplificateur opérationnel est grand, nous avons $V_s \approx 0$ d'où le schéma de calcul figure 39.

La tension de sortie V_s sera donnée par :

$$I_s R_s - V_s = 0$$

...

Avec $I_s = -I_E$ si l'impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel est infinie d'où $V_s = -R_s I_E$

Si nous sommions plusieurs courants I_E au noeud $\mathcal{E}$, nous aurons évidemment $V_s = -R_s \sum_{i=1}^n I_E$.

Calculons I_E

Nous obtenons 5 équations :

$$\begin{aligned} -4RI_1 + 2RI_2 &= V_1 \\ 2RI_1 - 5RI_2 + 2RI_3 &= V_2 - V_1 \\ 2RI_2 - 5RI_3 + 2RI_4 &= V_4 - V_2 \\ 2RI_3 - 5RI_4 + 2RI_E &= V_8 - V_4 \\ 2RI_4 - (2R + R_E)I_E &= V_8 \end{aligned}$$

Par substitution, nous obtenons finalement :

$$16(R + R_E)I_E = 8V_8 + 4V_4 + 2V_2 + V_1$$

$$\begin{aligned} \text{Nous voulons } V_s &= -R_s \sum I_E \\ &= K(80V_{80} + 40V_{40} + 20V_{20} + 10V_1 \\ &\quad + 8V_8 + 4V_4 + 2V_2 + V_1) \end{aligned}$$

Nous voyons apparaître deux réseaux séparés connectés au noeud $\mathcal{E}$ par des résistances RE_1 et RE_2 telles que :

$$\begin{aligned} I_{E1} &= \frac{8V_{80} + 40V_{40} + 2V_{20} + V_{10}}{16(R + R_{E1})} \\ I_{E2} &= \frac{8V_8 + 4V_4 + 2V_2 + V_1}{16(R + R_{E2})} \end{aligned}$$

$$V_s = -R_s(I_{E1} + I_{E2})$$

$$\frac{1}{R + R_{E1}} = \frac{10}{R + R_{E2}}$$

$$\text{d'où } 10R + R_{E2} = R + R_{E2}$$

$$9R = R_{E1} + R_{E2}$$

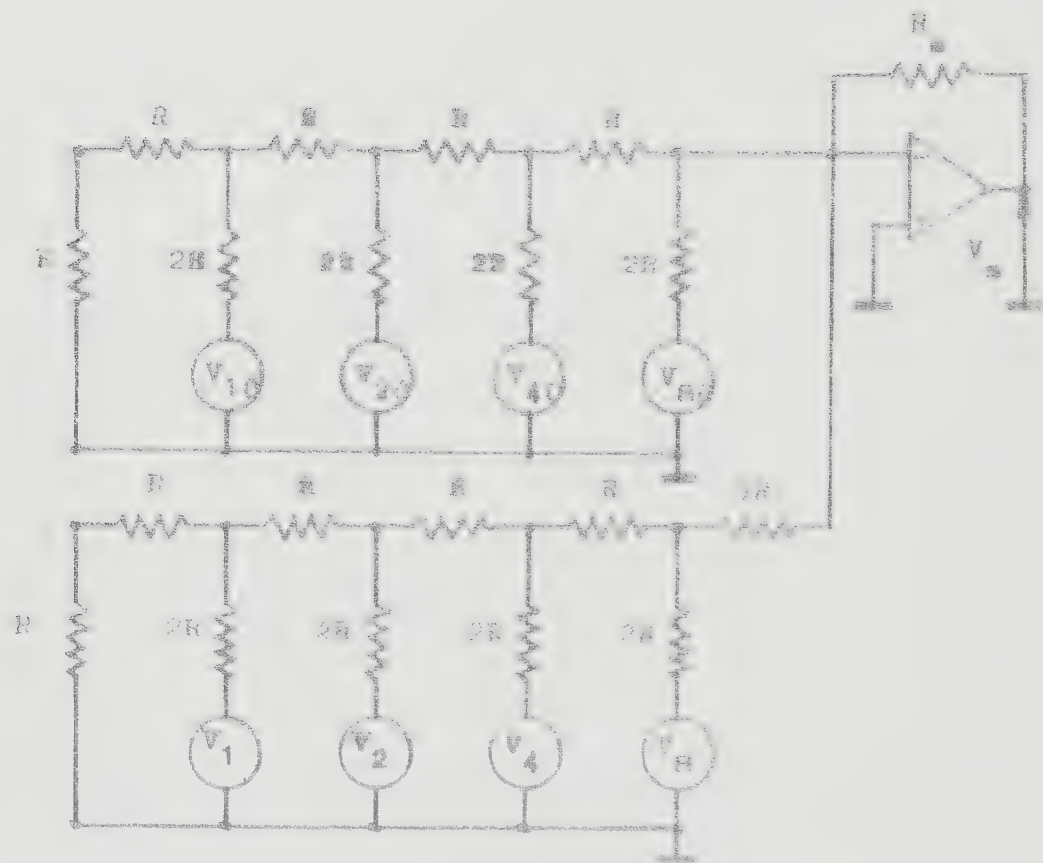
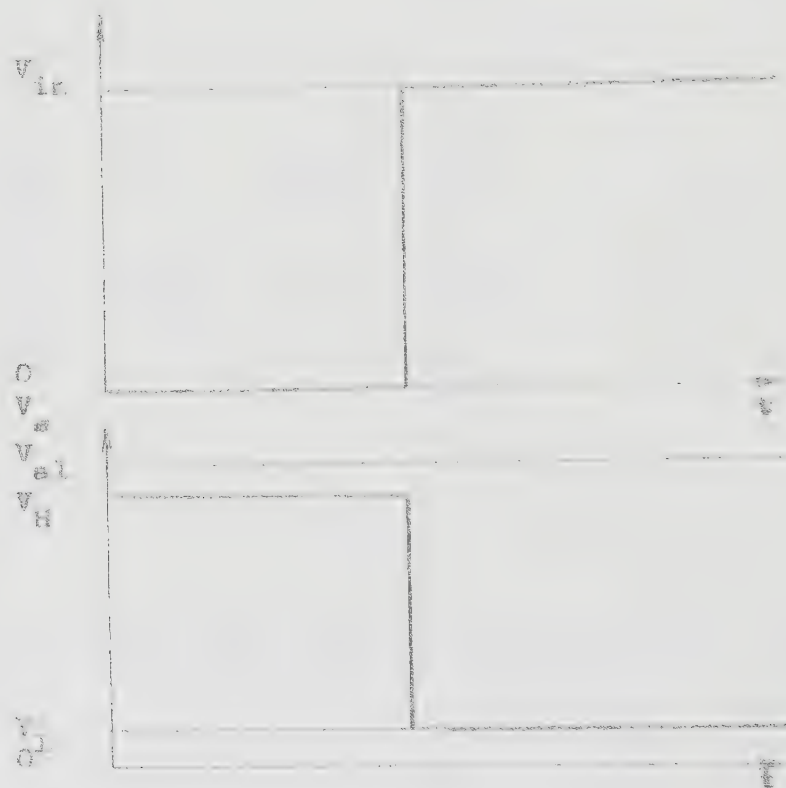


Figure 40 Convertisseur différentiel à quatre entrées



Commutateur simple émetteur commun



Tension de sortie du commutateur

Si par simplification $R_{E1} = 0 \longrightarrow R_{E2} = 9R$
d'où le convertisseur donné figure 40.

Ce réseau est nettement plus simple que le réseau précédemment calculé, à part la résistance de $9R$.

Il nous reste à étudier des commutateurs de tension afin d'appliquer les tensions de référence sans erreur sur les réseaux.

- Les commutateurs de tension

Nous étudierons plusieurs types de commutateurs :

Commutateur simple : Emetteur commun

Commutateur E C à transistors complémentaires

Commutateur à connexions inversées

Commutateur à collecteur commun surcommandé

* Commutateur simple à émetteur commun

Le schéma de ce commutateur est donné par la figure 41 ainsi que la forme de la tension de sortie. Quand V_{in} est basse le transistor est bloqué et la tension de sortie est alors :

$$V_s = V_{al} - R_L I_s$$

Quand V_{in} est haute, il faut que le transistor soit saturé, ce qui donne la condition sur R_e :

$$I_e > \frac{I_1}{\beta}$$

$$I_e > \frac{V_{al}}{\beta R_L}$$

$$I_e \sim \frac{V_{in}}{R_e}$$

$$\frac{V_{in}}{R_e} > \frac{V_{al}}{R_L}$$

$$R_e < \frac{\beta R_L V_{in}}{V_{al}}$$

La tension de sortie est alors égale à :

$$V_s = V_{CE,ac}$$

Calculons cette tension.

La théorie des transistors nous donne : 26 27

$$I_E = I_{Bs} \left[\frac{1}{\alpha_n} (e^{\Lambda V_{EB}} - 1) - (e^{\Lambda V_{CB}} - 1) \right] \quad (1)$$

$$I_C = - I_{Bs} \left[\frac{1}{\alpha_i} (e^{\Lambda V_{CB}} - 1) - (e^{\Lambda V_{EB}} - 1) \right] \quad (2)$$

$$I_B = I_{Bs} \left[\frac{e^{\Lambda V_{EB}} - 1}{\beta_n} + \frac{e^{\Lambda V_{CB}} - 1}{\beta_i} \right] \quad (3)$$

avec $\alpha_n = \frac{I_C}{I_E}$ en régime normal

$$\beta_n = \frac{I_C}{I_B}$$

$$\alpha_i = \frac{I_C}{I_E}$$

en régime inversé

$$\beta_i = \frac{I_C}{I_B}$$

$$\Lambda = \frac{q}{kT} \sim \frac{1}{26\text{mV}} \quad \text{à la température ambiante } T$$

I_{Bs} est le courant unitaire de base.

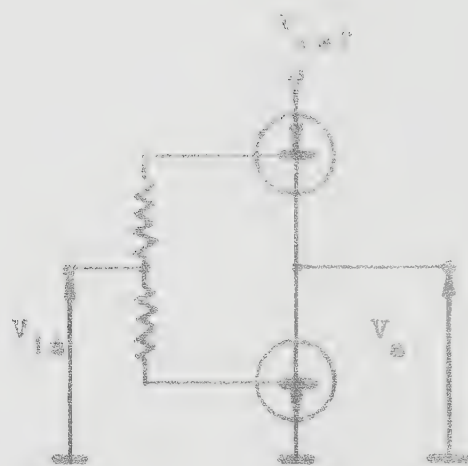
Le transistor étant en saturation, nous aurons

$$V_{EB} > 0 \quad V_{CB} > 0 \quad \text{pour un transistor NPN d'où } e^{\Lambda V_{EB}} \text{ et } e^{\Lambda V_{CB}} \gg 1.$$

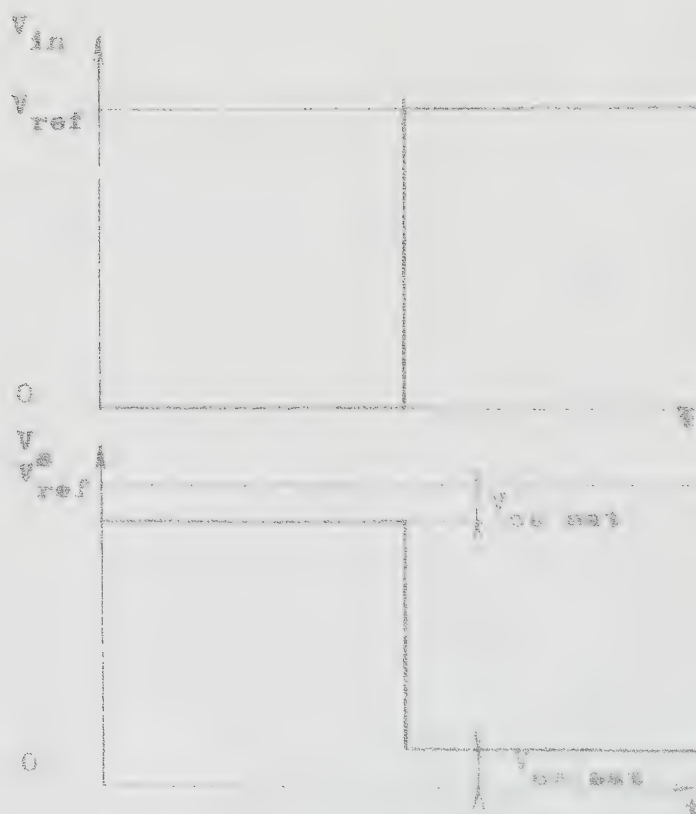
En calculant I_{Bs} dans (3) et en le reportant dans (2) nous obtenons :

$$\frac{I_C}{I_B} = - \frac{\frac{1}{\alpha_i} (e^{\Lambda V_{CB}} - 1) - (e^{\Lambda V_{EB}} - 1)}{\frac{e^{\Lambda V_{EB}} - 1}{\beta_n} + \frac{e^{\Lambda V_{CB}} - 1}{\beta_i}}$$

...



Commutateur push pull émetteur commun



Tension de sortie du commutateur

d'où :

$$e^{-\lambda V_{CB}} - 1 = (e^{-\lambda V_{EB}} - 1) \alpha_i \left(\frac{1 - \frac{I_C}{I_B} \frac{1}{\beta n}}{1 + \frac{I_C}{I_B} \frac{\alpha_i}{\beta i}} \right)$$

$$e^{-\lambda V_{CB}} \gg 1 \quad e^{-\lambda V_{EB}} \gg 1$$

$$I_B \gg \frac{I_C}{n}$$

$$I_B \gg I_C \frac{\alpha_i}{\beta i}$$

$$V_{CE \text{ sat}} \sim \frac{1}{\lambda} \log \alpha_i$$

α_i étant plus petit que 1, $V_{CE \text{ sat}}$ est négatif, ce qui est normal ($V_{CE} = V_E - V_C$). Dans la suite, nous ramènerons toujours à la valeur absolue sans tenir compte du signe.

En prenant : $\alpha_i = 0,8$ et $\alpha_n = 0,98$, il vient :

$$V_{CE \text{ sat}} \sim 5,8 \text{ mV}$$

Nous voyons donc que ce montage présente des erreurs assez importantes sur la valeur des tensions commutées. Cependant, si la tension haute varie en fonction de la charge, la tension basse ne varie pratiquement pas, à condition que le transistor soit fortement saturé.

* Commutateur push-pull émetteur commun

Pour remédier à l'effet de la charge sur la tension haute, il est possible de réaliser le montage push-pull avec des transistors complémentaires (figure 42). Si les deux transistors sont appairés, nous voyons que l'erreur sur la tension haute est la même que sur la tension basse.

Cependant, il serait utile de réduire cette erreur.

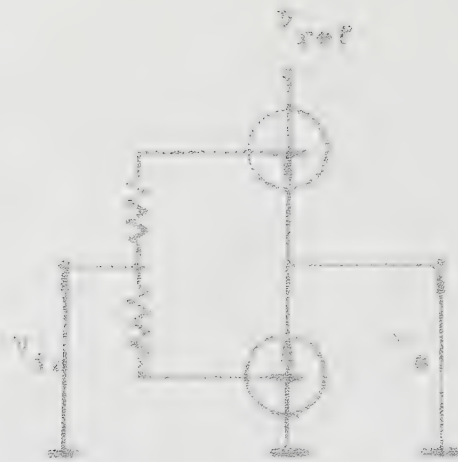
* Commutateur émetteur commun, montage inversé

Considérons la formule donnant $V_{CE \text{ sat}}$.

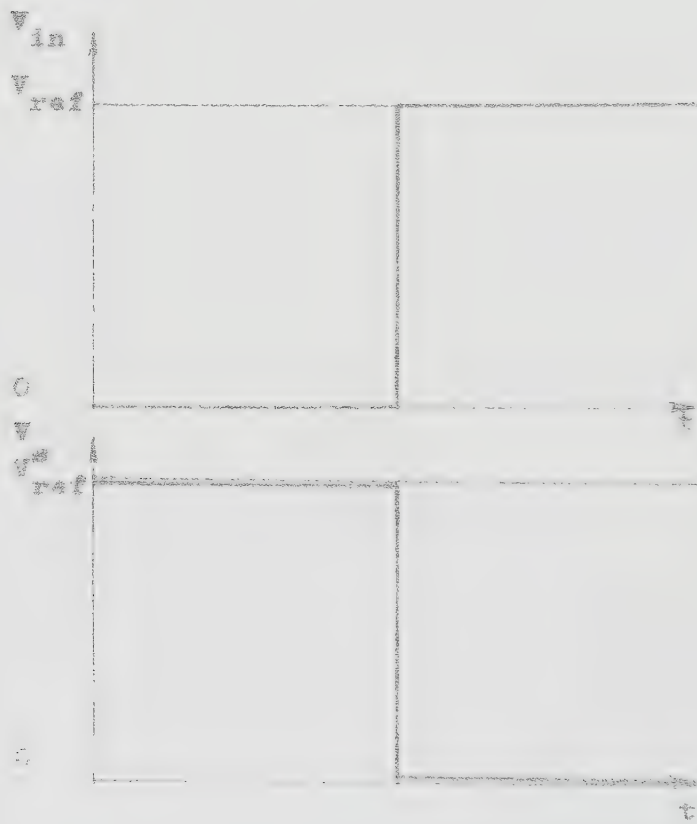
$$V_{CE \text{ sat}} = \frac{1}{\lambda} \log \alpha_i$$

Si nous travaillons avec les transistors inversés, nous

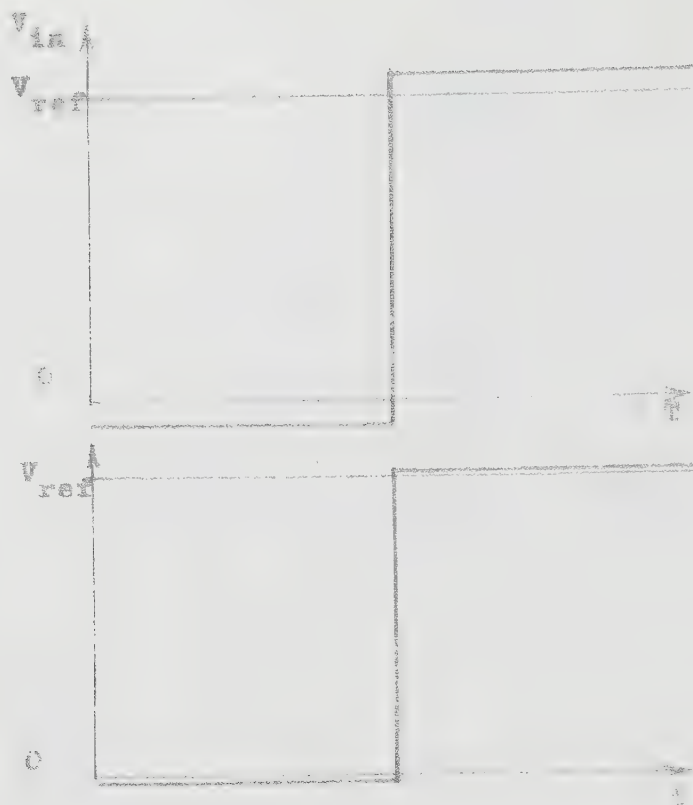
...



Commutateur RE montage inversé



Tension de sortie du commutateur



Tension de sortie du commutateur

Figure 44

avons alors :

$$I \rightarrow \alpha N \text{ et réciproquement, d'où :}$$

$$V_{CE \text{ sat}} = \frac{1}{\alpha} \text{Log } \alpha n$$

si $\alpha N = 0,98$, cela nous donne :

$$V_{CE \text{ sat}} \sim 0,52 \text{ mV}$$

Nous réduisons dans un facteur de 10 la tension de saturation, ce qui nous donne le montage figure 43.

Cependant, la jonction émetteur-base ne supporte pas une tension inverse aussi élevée que la jonction collecteur-base ce qui entraîne une limitation de la tension de référence à la valeur de la tension de claquage BV_{EBO} . La tension de saturation plus faible que nous avons alors obtenue sera néanmoins relativement grande devant la tension de référence.

* Commutateur collecteur commun saturé

La solution à employer consiste à saturer un montage collecteur commun, figure 44.

Reprenons les équations (1), (2) et (3), et reportons la valeur de I_{Bs} de (3) dans (1)

$$\frac{I_E}{I_B} = \frac{\frac{1}{\alpha n} (e^{\Delta V_{EB}} - 1) - (e^{\Delta V_{CB}} - 1)}{\frac{e^{\Delta V_{EB}} - 1}{\beta n} + \frac{e^{\Delta V_{CB}} - 1}{\beta i}}$$

Nous obtenons :

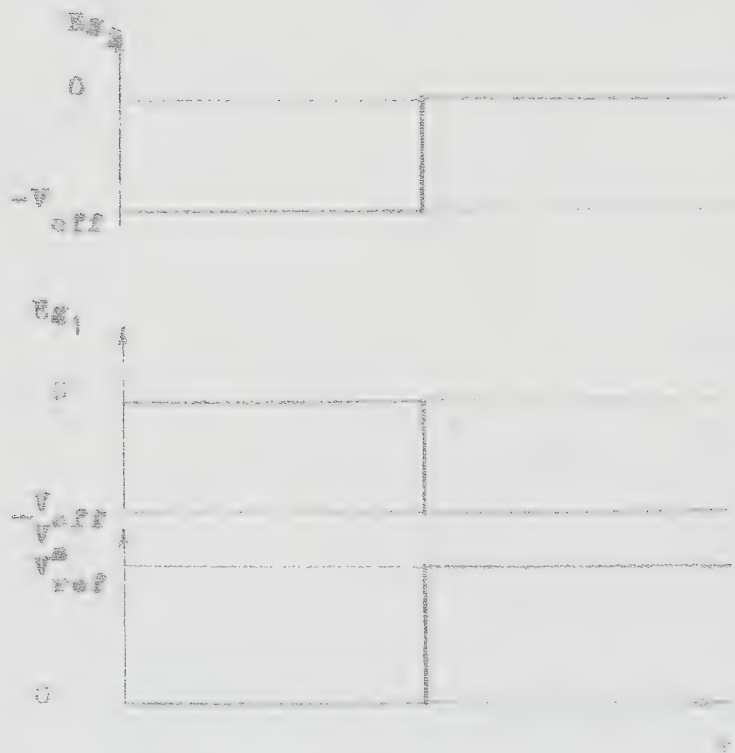
$$e^{\Delta V_{CB}} - 1 = (e^{\Delta V_{EB}} - 1) \frac{\frac{1}{\alpha n} - \frac{I_E}{\beta n I_B}}{1 + \frac{I_E}{I_B \beta i}}$$

$$e^{\Delta V_{CE}} = \frac{\frac{1}{\alpha n} - \frac{I_E}{\beta n I_B}}{1 + \frac{I_E}{I_B \beta i}}$$

...



Commutateur à transistors à effet de champ



Tension de sortie du commutateur

$$\left. \begin{aligned} I_E &\gg \frac{I_E}{\alpha n} \\ I_B &\gg \frac{I_E}{\beta_1} \end{aligned} \right\} \Rightarrow e^{\frac{V_{CE}}{V_T}} \approx \frac{1}{\alpha n}$$

$$V_{CE} = \frac{1}{\alpha} \text{Log} \frac{1}{\alpha n}$$

Si $\alpha n = 0,99$ ($\beta_n = 100$) nous avons $V_{CE} \approx 0,25$ mV, ce qui rejoint les valeurs retrouvées pour le montage inversé. Nous remarquons de plus que V_{CE} est positif, ce qui veut dire que la tension de sortie sera légèrement supérieure à la tension de référence.

Dans tous ces calculs, nous ne faisons pas intervenir les résistances de saturation d'émetteur ou de collecteurs qui viennent ajouter un terme $r_e I_b$ à la valeur trouvée ci-dessous, r_e étant la résistance de saturation de l'émetteur.

* Commutateur à transistors à effet de champ 28

Dans les commutateurs de tension, l'idéal serait d'utiliser des transistors à effet de champ qui n'introduisent pas de tension de saturation, mais seulement des résistances de saturation (ou R_{on}). En appairant deux F E T , nous pouvons obtenir d'excellents résultats (figure 45).

Cependant, ces éléments ne sont utilisés que pour des convertisseurs de précision lents, car la vitesse de commutation d'un F E T est nettement inférieure à celle d'un transistor bipolaire et leur prix actuel est élevé.

En conclusion, nous dirons que si nous voulons une bonne rapidité sans chercher une très grande précision, nous utiliserons des transistors bipolaires appairés montés en collecteur commun saturé. Inversement quand nous aurons besoin d'une haute précision sans chercher une grande rapidité, nous utiliserons des transistors à effet de champ.

...

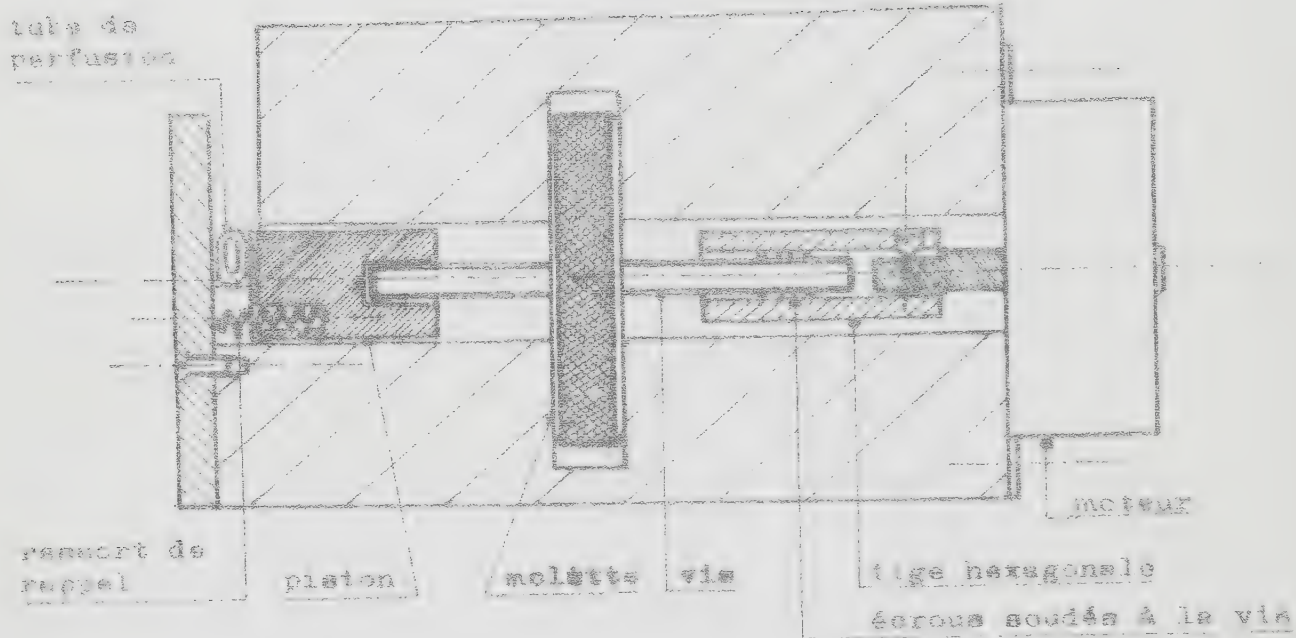


Figure 45 Valve automatique

V - ASSERVISSEMENT DES PERFUSIONS (REGULATION ANALOGIQUE DU DEBIT)

A - Conception d'une pince automatique

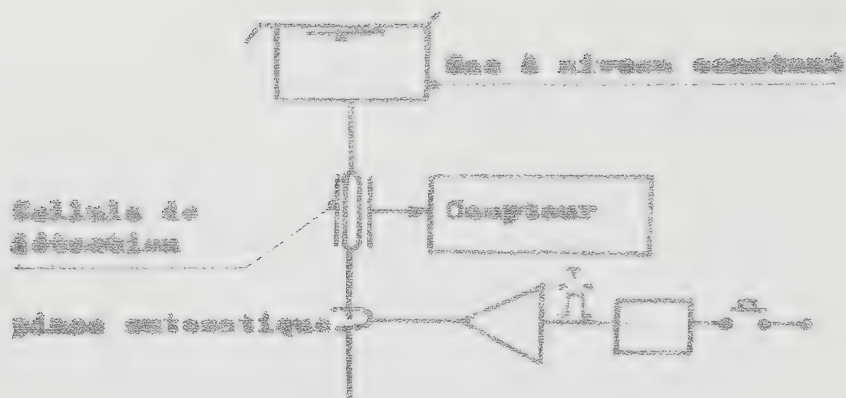
Partant du dispositif analogique précédemment décrit, que nous jugions suffisamment simple, nous avons songé à l'utiliser à commander une pince automatique.

Le fait nous ayant incité à abandonner le dispositif analogique, à savoir le déclenchement intempestif de l'alarme par des variations instantanées de la perfusion, va se retrouver ici. Cependant, cela conduira à une action de la régulation et ne devra pas introduire d'erreurs trop grandes. Nous pourrions de toute façon envisager l'utilisation d'une intégration qui diminuera cependant la vitesse de réponse. Nous étudierons le dispositif le plus simple et nous nous fierons aux résultats expérimentaux.

1° Conception de la pince

Le plus simple pour régler une perfusion consiste à écraser plus ou moins le tuyau de descente. Nous coinçons donc le tuyau entre une plaquette et un piston. Il faut alors mouvoir le piston afin de réaliser le serrage. Là encore, la solution la plus simple consiste à utiliser un moteur. Celui-ci va faire tourner une vis dans un écrou fixe. Cette vis sera libre de se translater. Dans son mouvement de translation, elle va entraîner le piston. La solution la plus satisfaisante serait un montage de la vis dans le piston de façon à ce que chacune des parties puisse tourner librement, mais qu'elles soient liées en translation. Cependant, des considérations techniques nous ont amenés à pousser simplement le piston par la vis, donc serrage facile, l'opération inverse étant effectuée par un ressort de rappel.

Afin de réaliser un réglage manuel de la pince, nous avons remplacé l'écrou fixe par une molette tournant avec peu de jeu. Elle est ainsi bloquée en rotation par simple adhérence aux parois. L'ensemble mécanique est décrit figure 46. ...



Dispositif expérimental

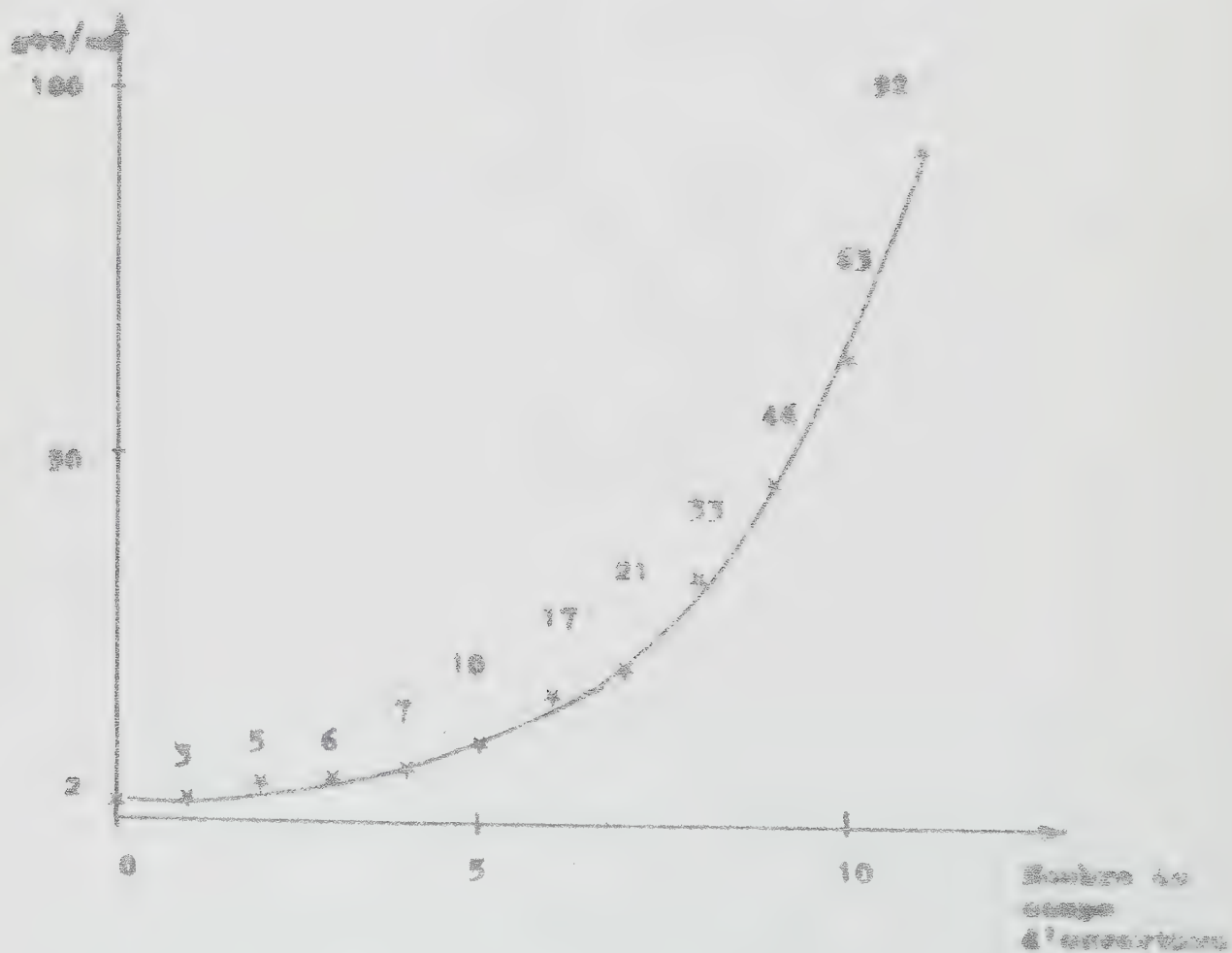


Figure 47 Débit en fonction de l'ouverture

2° Choix du moteur

Nous avons un vaste choix de moteurs à notre disposition. Cependant, il nous fallait un moteur tournant à faible vitesse, or les micromoteurs continus ont la particularité de tourner à très haute vitesse, ce qui impose un réducteur fragile.

De plus, la commande du moteur se fait en tout ou rien, par les niveaux de sortie du comparateur. Or, à l'heure actuelle, il est très facile de commander en tout ou rien une charge alternative, plus facile comparativement qu'une charge continue pour la même puissance, ceci grâce aux thyristors bidirectionnels ou TRIACS 14 .

Nous nous sommes alors tournés vers les micromoteurs alternatifs et avons choisi un micromoteur synchrone à hystérésis d'une puissance de 4 VA et disponible en toutes vitesses de sortie par l'emploi d'un réducteur adéquat. Ce moteur est fabriqué par SAPMI et présente l'avantage d'être bon marché.

3° Choix de la vitesse de rotation

Pour ce faire, il nous fallait déterminer la relation entre le débit et le serrage de la pince, ce que nous avons fait et représenté figure 47.

Nous pouvons constater une allure exponentielle, c'est-à-dire que pour une variation d'ouverture donnée, la variation de débit correspondante est grossièrement proportionnelle au débit.

Les variations d'ouverture de la pince devront donc être faibles, afin d'avoir un amortissement convenable dans toute la plage de réglage (0 - 200 gouttes/mn).

Pour régler l'ouverture de la pince, nous pouvons jouer sur deux grandeurs : la vitesse de sortie du moteur-réducteur, et le temps de rotation du moteur. La vitesse du moteur n'est donc pas critiquée. Nous avons choisi un moteur donnant une vitesse de sortie de 2 tours par minute.

...

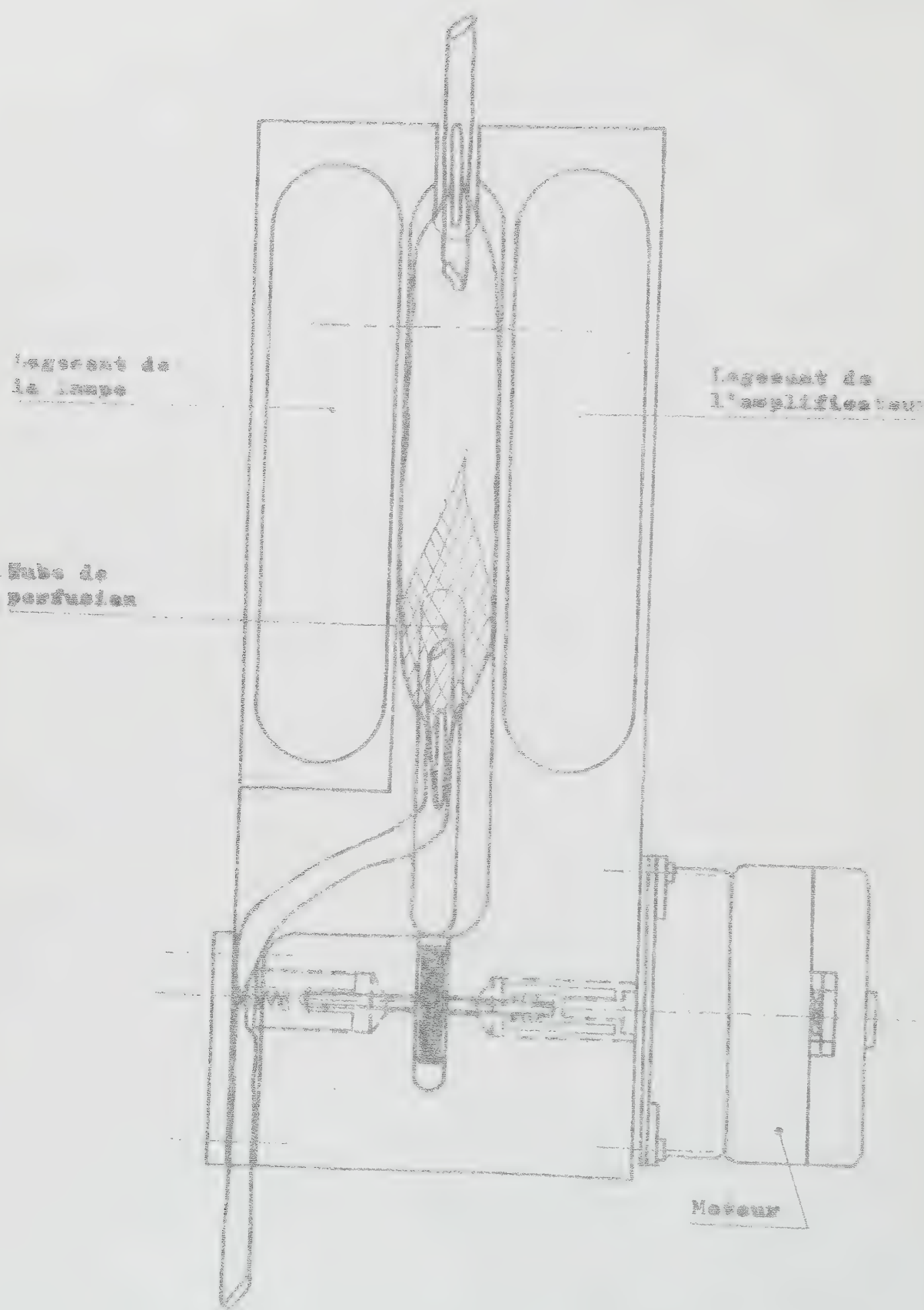


Figure 48 Pinces automatiques

4° Conception de la cellule complète

Comme la pince devra se trouver près de la cellule de détection, nous avons conçu un ensemble compact pince-cellule, ensemble décrit figure 48. Celle-ci comporte le logement du filtre, le logement du tuyau de l'appareil à perfusion, la cellule de détection avec son amplificateur incorporé, le moteur et la pince de serrage.

Nous avons un câble de 6 conducteurs reliant cet ensemble à l'appareil de régulation, à savoir :

- la masse
- l'alimentation lampe et amplificateur
- la sortie de l'amplificateur
- les deux fils de commande du sens de rotation
- la phase alternative pour le moteur.

L'appareil se présente actuellement sous la forme de deux dispositifs séparés, mais il est certain que par une étude mécanique convenable, l'ensemble de régulation pourra être intégré au bloc pince cellule, pour ne former qu'un dispositif compact accroché à la potence support de la perfusion.

B - Commande automatique analogique du débit

Le système précédent, de détection hors limites, nous permet de savoir si le débit de la perfusion se maintient dans les limites fixées. Ici, il s'agit de le maintenir autour d'une valeur déterminée.

1° Description du dispositif

Au lieu des deux comparateurs précédents, nous n'utilisons plus qu'un seul. Si la perfusion se déroule trop vite, nous refermerons la pince ; si elle se déroule trop lentement, nous la rouvrons. Ainsi, la pince sera toujours en mouvement, mais la perfusion se déroulera de façon constante.

...

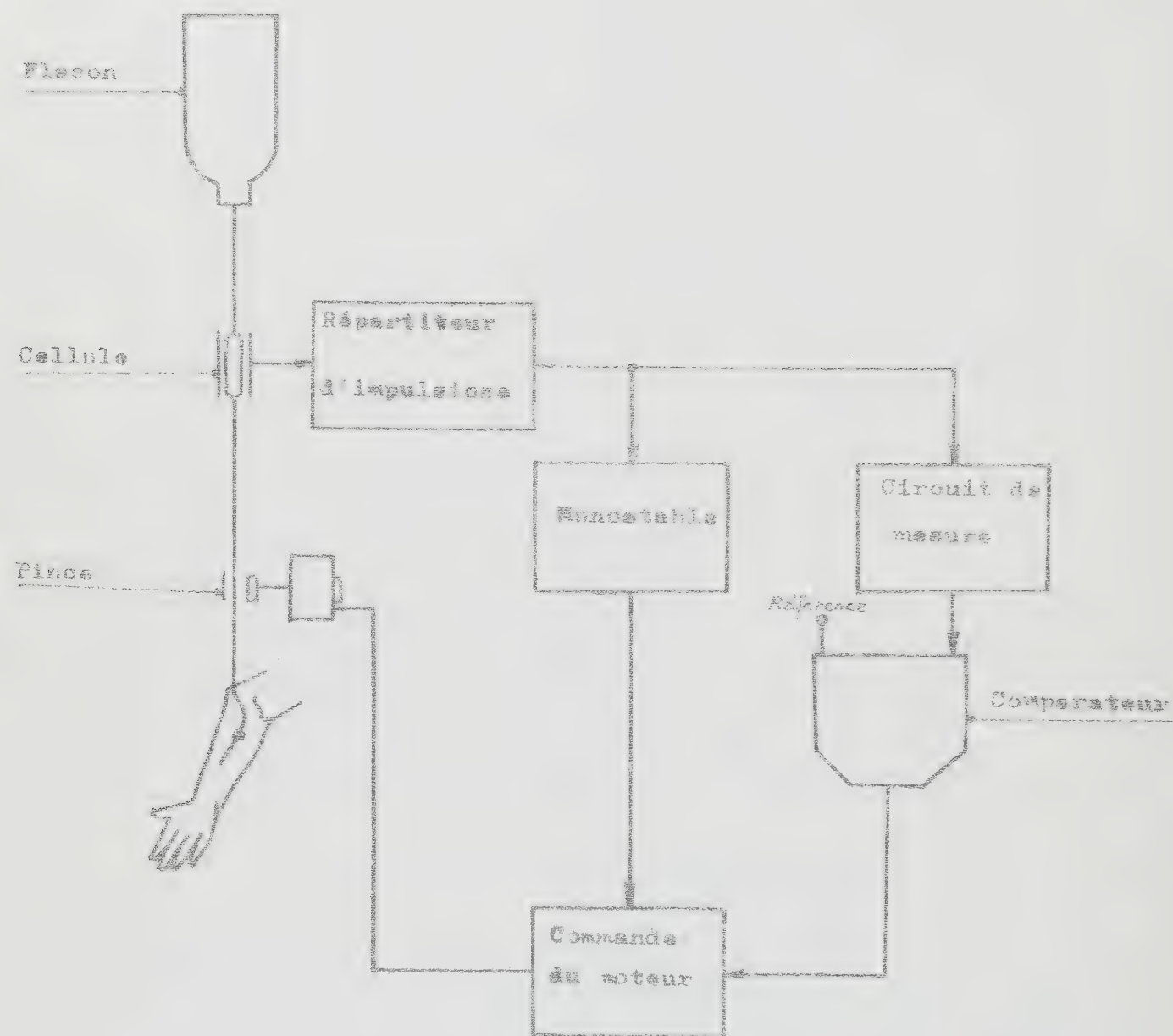


Figure 49 Synoptique de la régulation

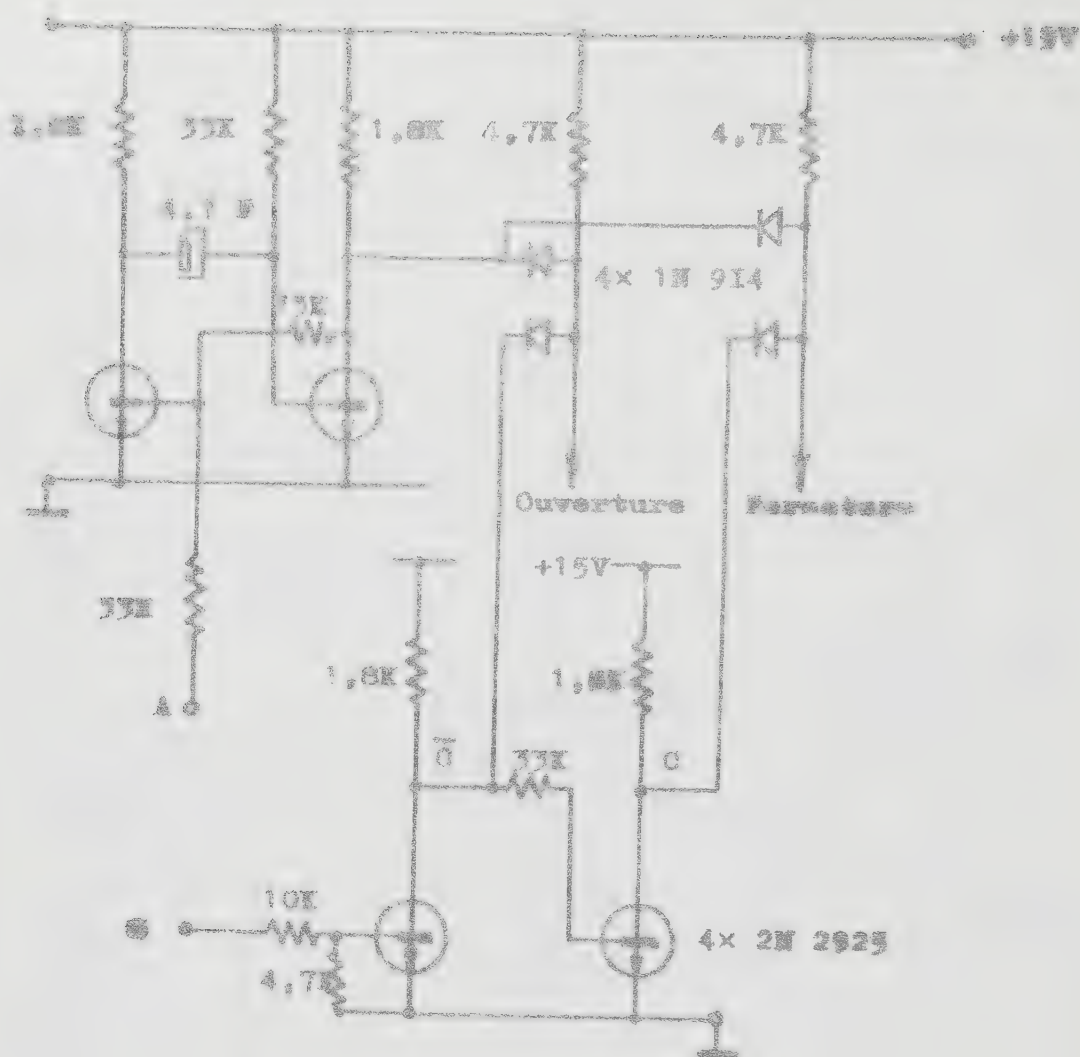


Figure 50 Logique de commande

Au passage de la goutte, nous envoyons une impulsion en ouverture ou en fermeture selon l'état du comparateur. Puis, nous remettons le circuit de mesure à zéro. Le schéma synoptique du dispositif est donné figure 49.

2° Nous pouvons voir plusieurs parties sur ce dispositif :

- le circuit distributeur d'impulsions
- le circuit de mesure
- le comparateur
- la logique de commande
- les dispositifs de commande du moteur

Etudions chaque partie : Nous remarquons que les trois premières sont identiques à celles de la première partie de notre étude. Il suffira de nous y référer.

a) La logique de commande

Nous inversons deux fois la sortie du comparateur, la première fois pour rétablir des niveaux 0 et 15 V, la deuxième fois pour l'inversion.

Nous avons donc deux sorties que nous appellerons C et $\bar{C}$. Si C est haut, cela veut dire que la fréquence des gouttes est plus élevée que celle voulue. Il suffit donc de commander le moteur en fermeture, et inversement si $\bar{C}$ est haut.

Pour ce faire, nous envoyons l'impulsion A sur l'un ou l'autre des dispositifs de commande du moteur par l'intermédiaire d'une monostable. Nous avons choisi après expérimentation un temps de monostable de l'ordre de 100 ms, ce qui est peu, mais s'avère suffisant pour assurer une perfusion régulière sans créer des auto-oscillations.

La logique de commande est décrite figure 50.

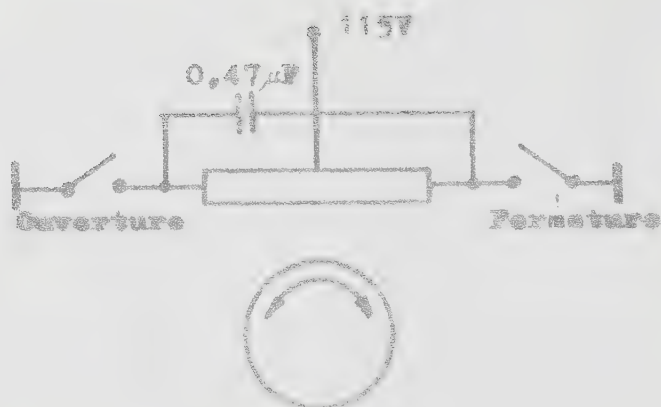


Figure 51 Branchement du moteur

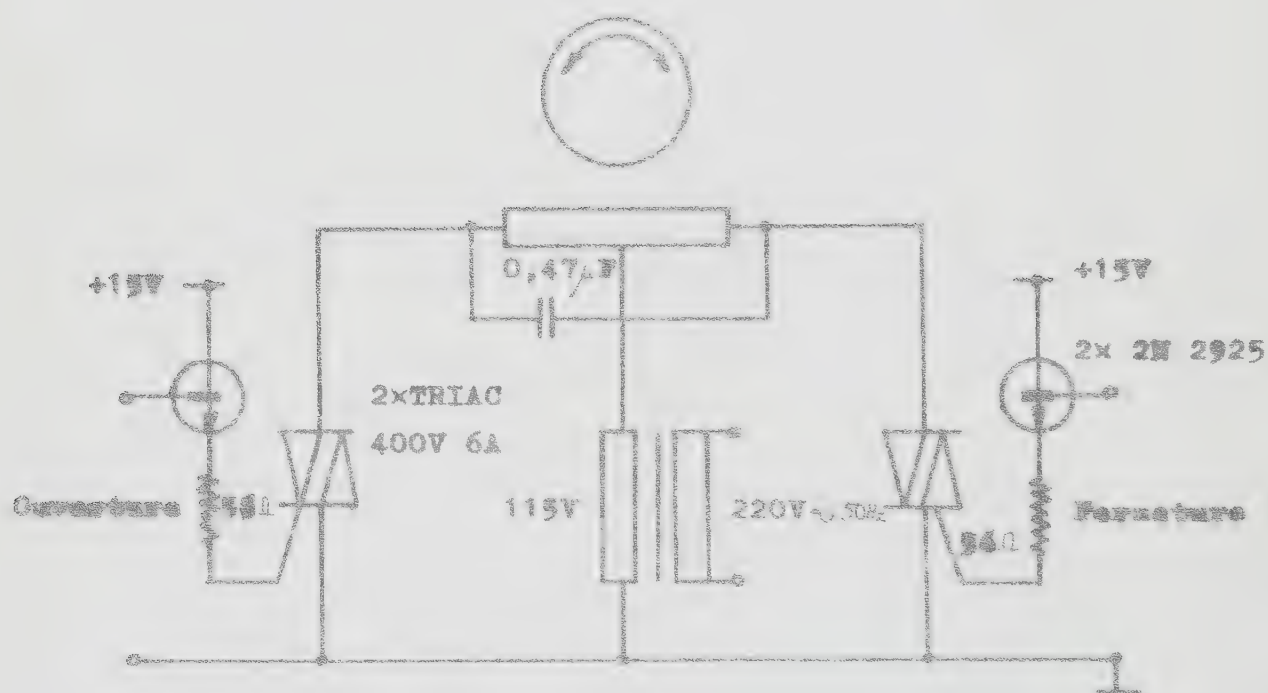


Figure 52 Dispositif de commande du moteur

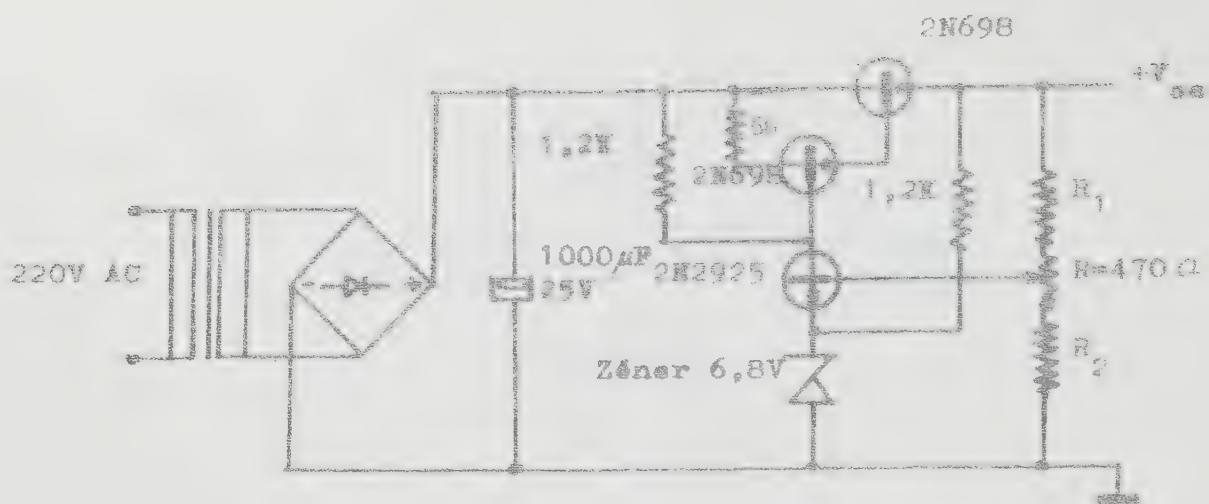


Figure 53 Alimentation stabilisée ($R_1 + R_2 + R = 5K$)

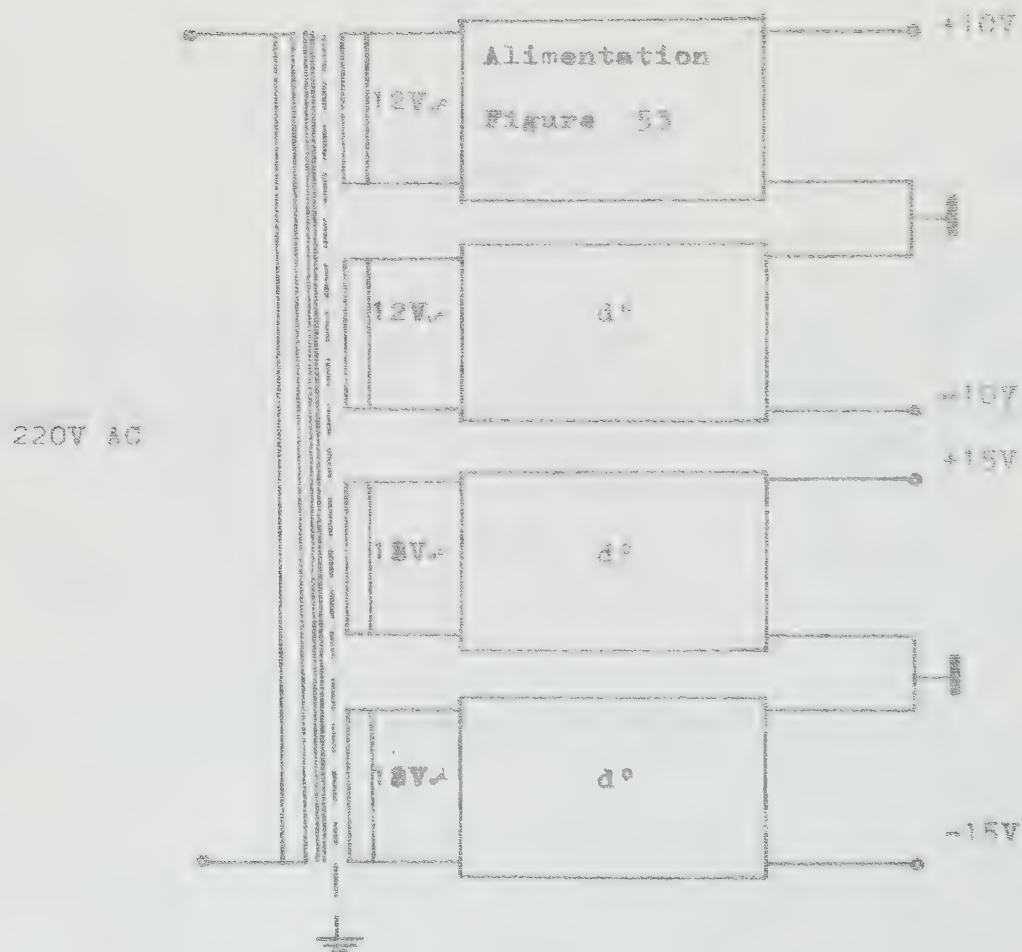


Figure 54 Bloc d'alimentations

b) Les dispositifs de commande du moteur

Ce moteur est un moteur synchrone à hystérésis à deux sens de marche. Il fonctionne en monophasé 115 V et possède un condensateur de déphasage. Le branchement est indiqué figure 51.

Pour le commander, nous utilisons des TRIACS qui ferment alors le circuit correspondant au sens désiré. Nous attaquons ce TRIAC en continu pour un collecteur commun, lequel est attaqué par la logique de commande. (figure 52.) 15

C - Les alimentations

Nous voyons apparaître sur nos schémas un certain nombre de tensions d'alimentation, à savoir = - 15 V, - 10 V, + 10V, + 15 V. Nous nous sommes efforcés de les obtenir de la manière la plus simple possible, et bien qu'il existe des sous-ensembles entièrement réalisés, le prix en est encore élevé et nous avons préféré les réaliser 16 17.

Description

Nous partons du schéma de base pour une alimentation donnée figure 53. 18

Nous ramenons sur la base de T_1 une fraction de la tension de sortie et l'ensemble va s'établir de façon à ce que cette fraction de la tension de sortie soit égale à la tension de Zener, en négligeant la tension émetteur-base de T_1 . Le courant produit par T_1 est amplifié par T_2 et T_3 montés en Darlington et vient alimenter la charge. Nous alimentons la diode Zener par la tension de sortie afin d'augmenter la régulation.

Cette alimentation possède les caractéristiques suivantes :

Gamme des tensions de sortie	7 à 30 V
Courant de sortie max.	300 mA
Gamme des tensions d'entrée	10 à 40 V
Ondulation résiduelle à 100mA	60 mV crête-crête
Taux de régulation de 0 à 100mA	2 %
de courant de sortie	...

Nous avons monté quatre de ces alimentations en un bloc présenté figure 54, afin d'obtenir les quatre tensions désirées : - 15 V, - 10V, + 10 V, + 15 V par rapport à la masse.

*
* *
* *

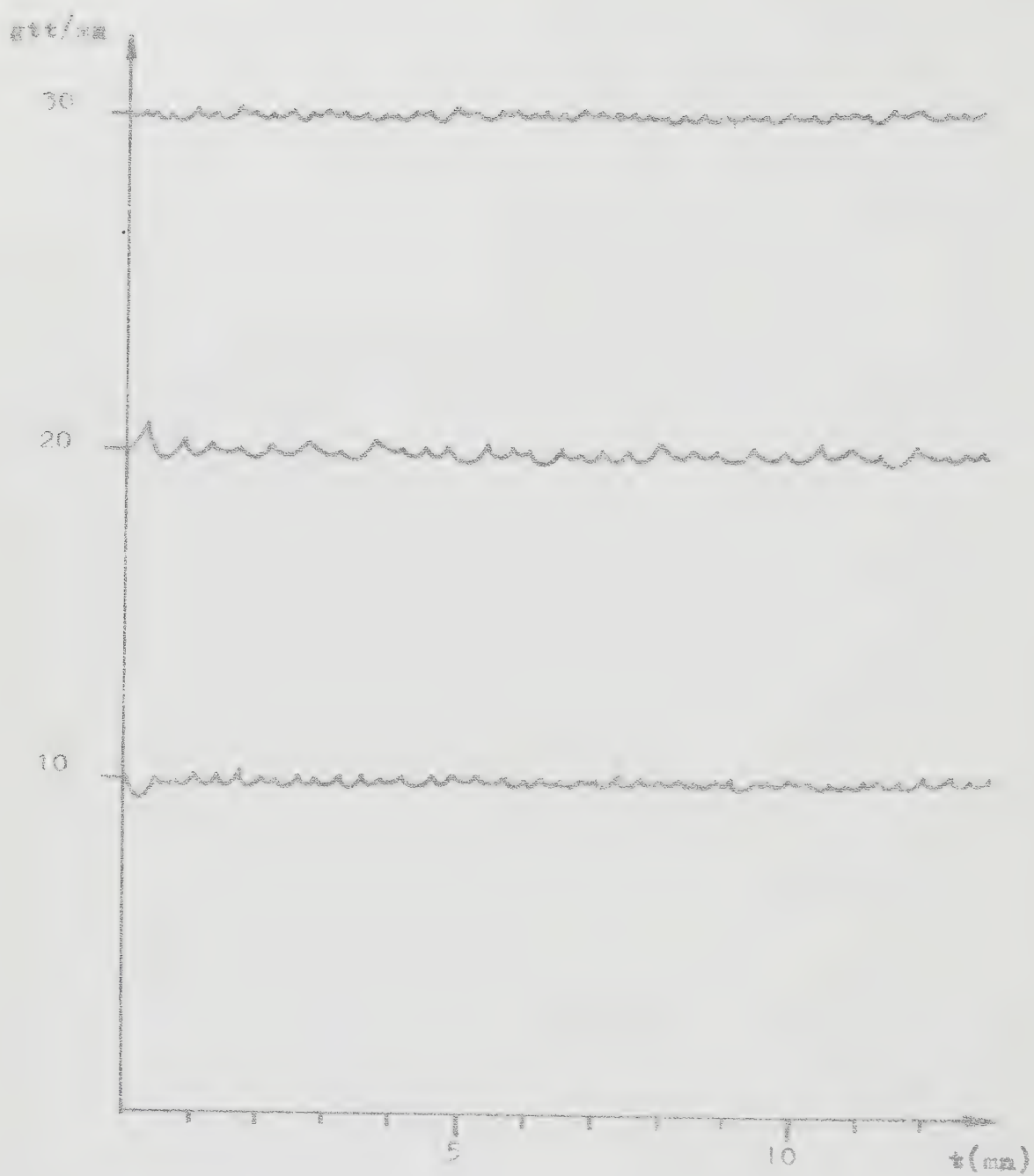


Figure 55. Régulation à conditions constantes

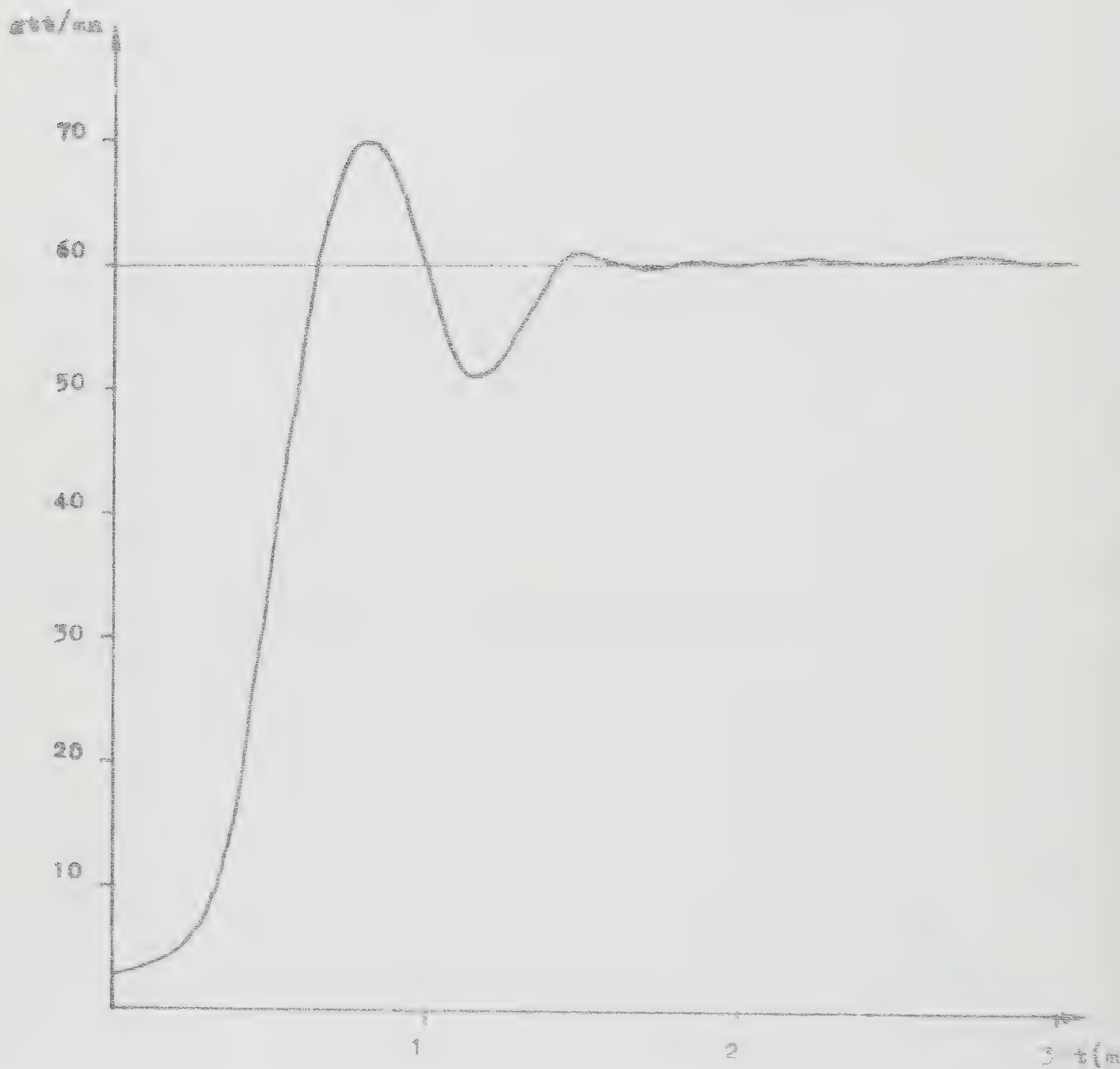


Figure 56 Seut de la valeur de consigne de 5 à 60 gtt/mn

VI - EXPERIMENTATION DE L'APPAREILLAGE

A - Expérimentation en laboratoire

L'appareil réalisé, il nous a fallu l'expérimenter et lui faire subir quelques essais systématiques afin de savoir s'il répondait aux exigences.

Nous avons effectué quatre séries d'essais :

- maintenir une perfusion à valeur fixe, les conditions expérimentales restant constantes,
- faire un saut de régulation d'une basse valeur à une haute valeur du débit,
- faire le saut inverse,
- réponse à une échelle de pression.

Examinons ces différents essais.

1° Perfusion constante

Nous avons effectué trois enregistrements à trois débits différents, 10, 20 et 30 gouttes par minutes (figure 55). Nous observons des fluctuations autour des valeurs de consigne, fluctuations dues au jeu mécanique de la pince et à l'élasticité plus ou moins grande du tuyau de la perfusion. Chaque essai a été fait avec des tubes de perfusion différents, d'où la différence des caractéristiques des fluctuations. Nous pouvons cependant remarquer la régularité des débits.

2° Saut de la valeur de consigne

Cela peut arriver quand la perfusion doit être modifiée (modification du liquide à perfuser). Nous cherchons à savoir si la modification brutale de la valeur de consigne n'entraîne pas une instabilité de la perfusion. Nous avons effectué un saut de trois gouttes par minute à 60 gouttes par minute (figure 56).

Nous voyons qu'après un dépassement d'une dizaine de gouttes et une suroscillation, la perfusion a rejoint son nouveau

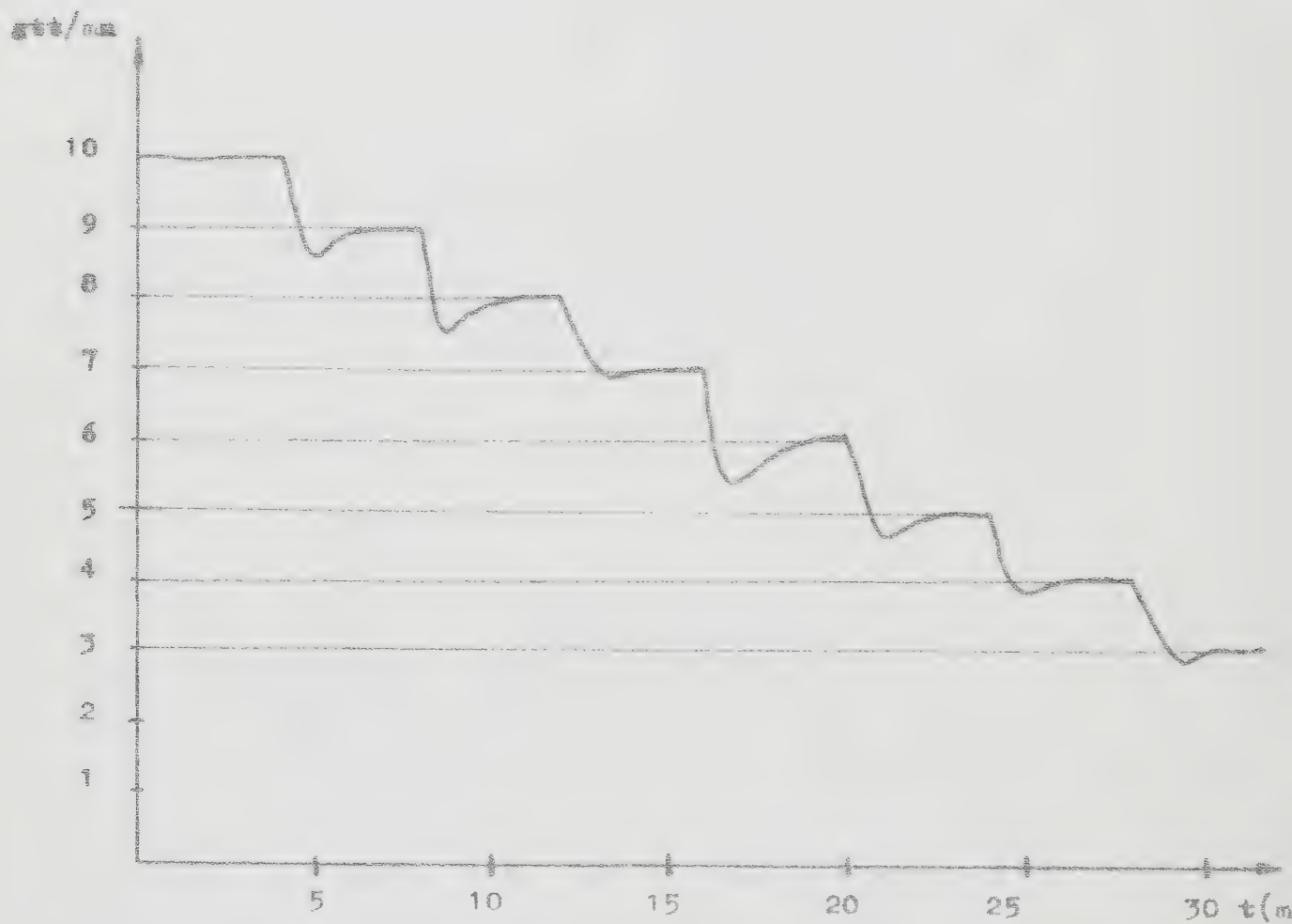


Figure 57 Saute de la valeur de consigne de 10 à 3 gtt/mn
par bonds de 1 goutte par minute

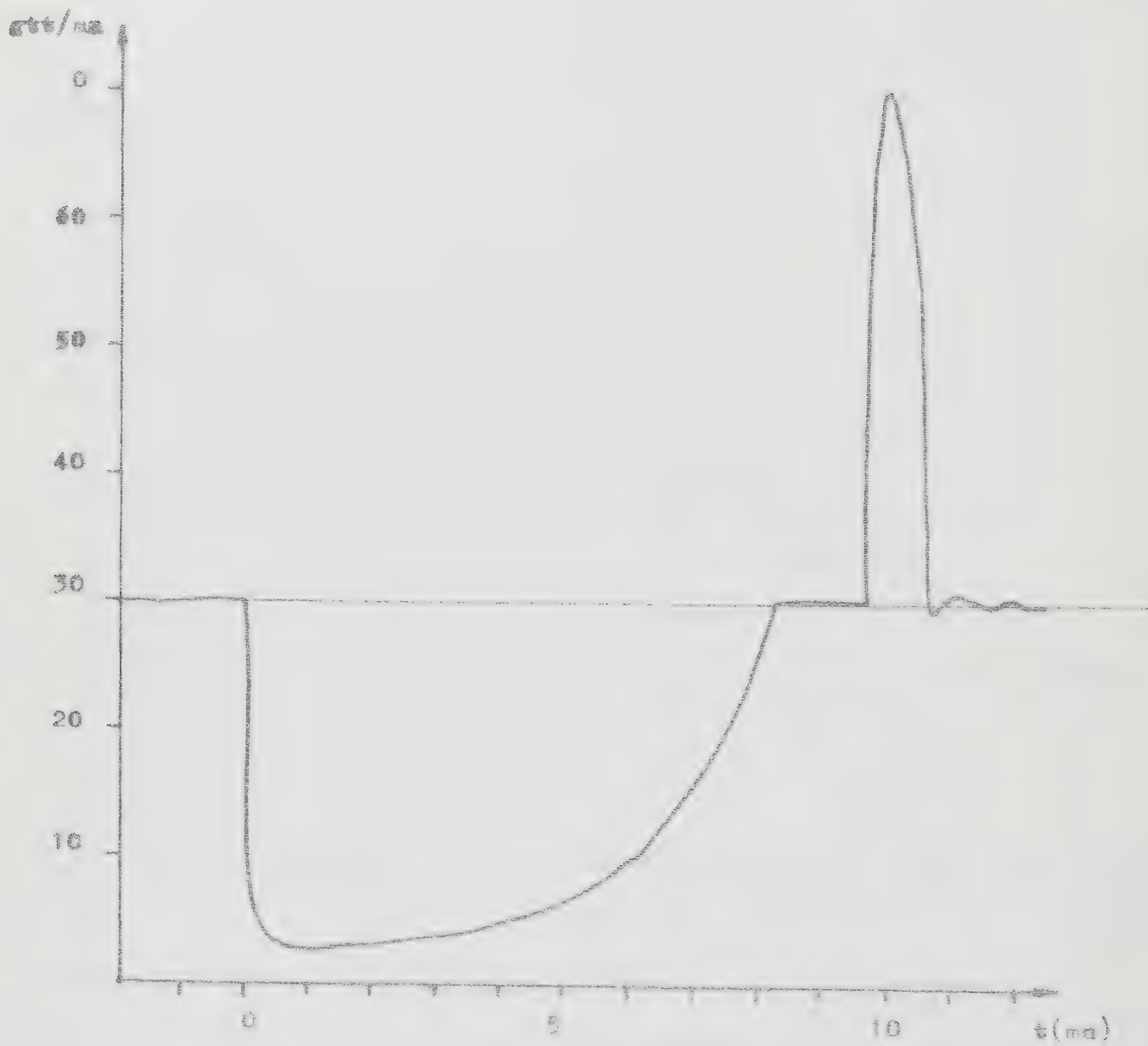


Figure 58 Perturbations de pression (- et + 50cm d'eau)

régime au bout de 1,5 mn et se déroule ensuite normalement.

3° Saut inverse

Nous avons effectué l'essai inverse aux bas débits (entre 10 et 3 gouttes par minute, figure 57). Ces débits étant ceux où le gain est le plus faible, sont aussi ceux où le nouveau régime sera atteint dans les temps les plus longs. Nous voyons cependant que la durée de la phase transitoire est de l'ordre de 2 minutes sans excéder trois minutes, que nous pourrions considérer comme étant la durée supérieure des phases transitoires pour les sauts de régulation.

4° Echelon de pression

Nous avons donné un échelon de pression tout d'abord négatif, puis positif afin d'introduire une perturbation similaire à celle que l'appareil aura à éliminer.

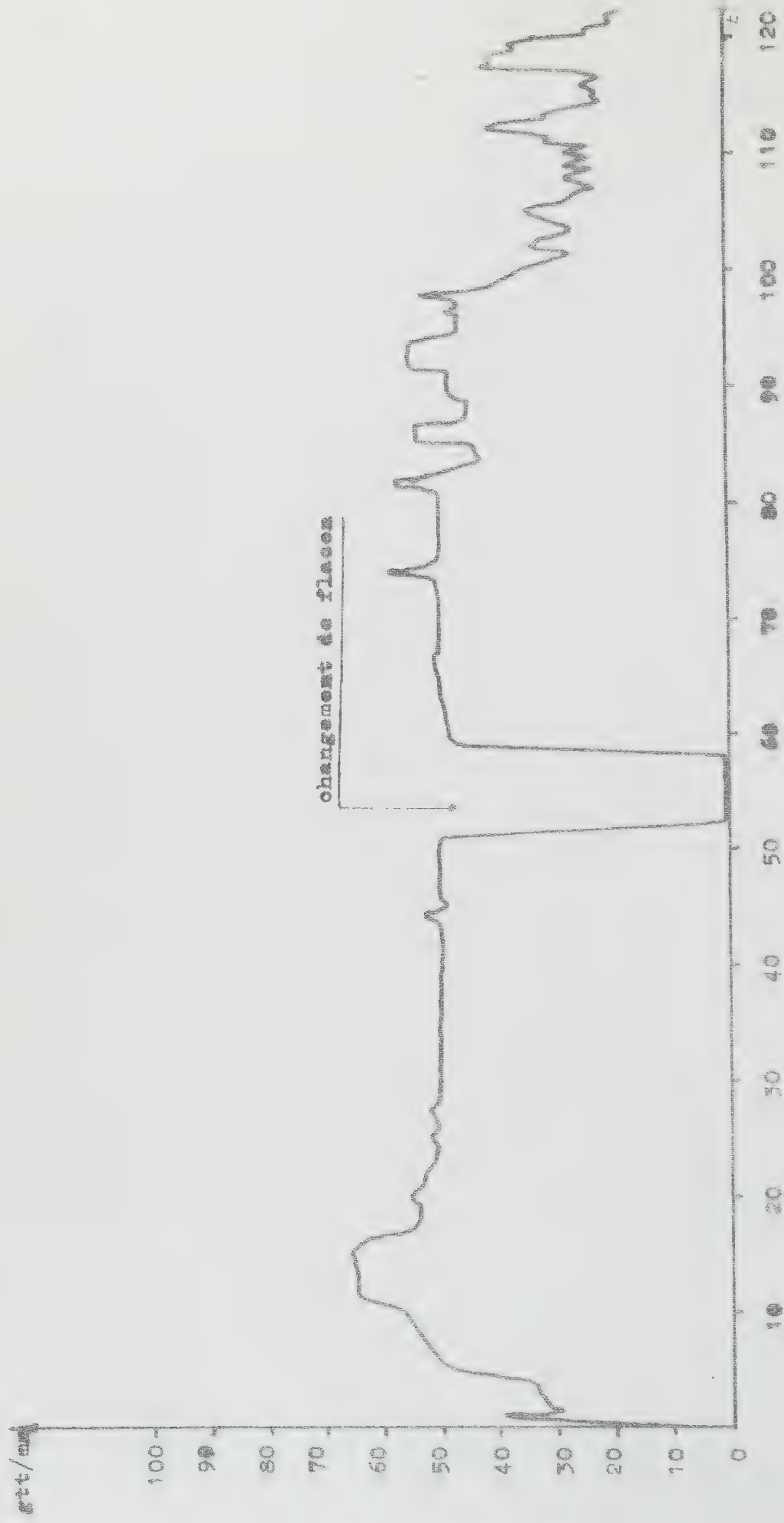
La hauteur d'eau entre le flacon et le débouché du tube de perfusion étant de 1 m, nous réduisons cette distance à 50 cm, puis nous remettons le flacon à son emplacement initial.

Nous remarquons figure 58 que la première perturbation est résorbée en 8 mn, alors qu'il n'a fallu qu'une minute pour éliminer la seconde .

Cela tient au fait que la commande du moteur est proportionnelle à la fréquence des gouttes, puisque le moteur tourne d'une quantité constante à chaque passage des gouttes, et qu'ensuite, par la caractéristique de serrage de la pince, la variation du débit est proportionnelle au débit existant.

Il faudra donc plus de temps à l'asservissement pour faire disparaître une perturbation aux bas débits qu'aux hauts débits.

Nous pouvons aussi faire la remarque que la perturbation introduite (+ 50 cm d'eau) est une perturbation limitée



Attenuation at 50 minutes per minute

Time (minutes)

Figure 1

que n'aura pas à éliminer l'asservissement.

Les enregistrements effectués en clinique et commentés au chapitre suivant nous montreront l'amplitude effective des perturbations.

Nous pouvons déjà annoncer que l'appareil répond aux exigences, c'est-à-dire maintenir le débit d'une perfusion à une valeur fixée. Il nous faut maintenant effectuer des essais cliniques afin de tester la fidélité et la stabilité à long terme de notre appareil.

B - Expérimentation clinique

Après avoir obtenu en laboratoire la certitude que la perfusion était régulée correctement, nous avons procédé à l'expérimentation en clinique.

Nous sommes allés au Centre de Transfusion Sanguine de Nancy au Service du Docteur GENETET, puis au Centre de Réanimation de l'Hôpital Central de Nancy au Service du Professeur LARCAN.

1° Première expérimentation

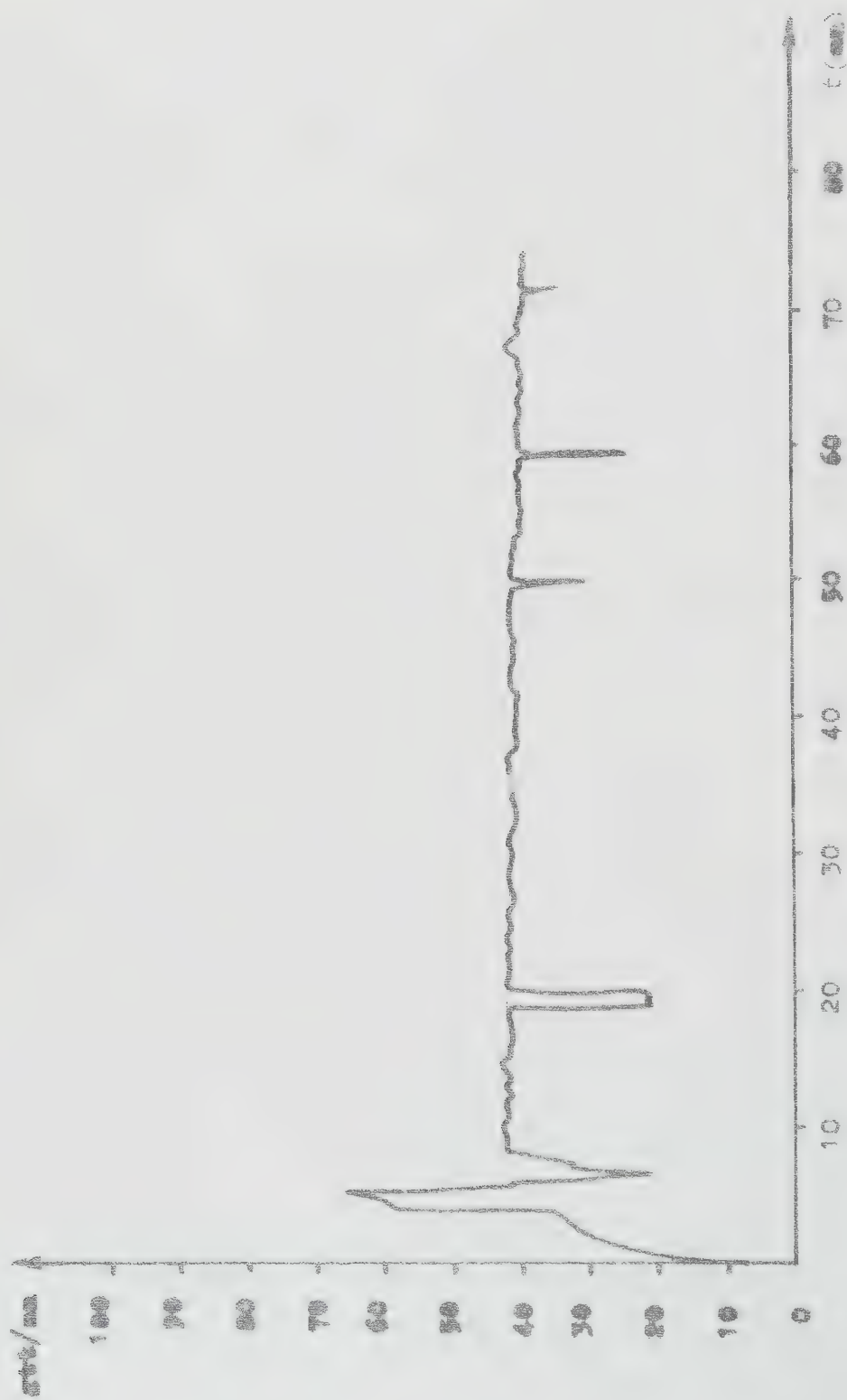
Nous avons à faire une perfusion à 60 gouttes/mn, le patient était conscient. Nous avons effectué un enregistrement reproduit figure 59.

Examinons cet enregistrement.

Après une période d'une quinzaine de minutes de stabilisation due au stress veineux, nous avons ramené la perfusion à 50 gouttes/mn. Le débit s'est établi à 50 gouttes/mn.

Au bout de 50 minutes, nous voyons apparaître un dérèglement dû au changement de flacon. La perfusion s'est de nouveau bien déroulée jusqu'à 95 mn, moment à partir duquel elle ne devient plus contrôlée.

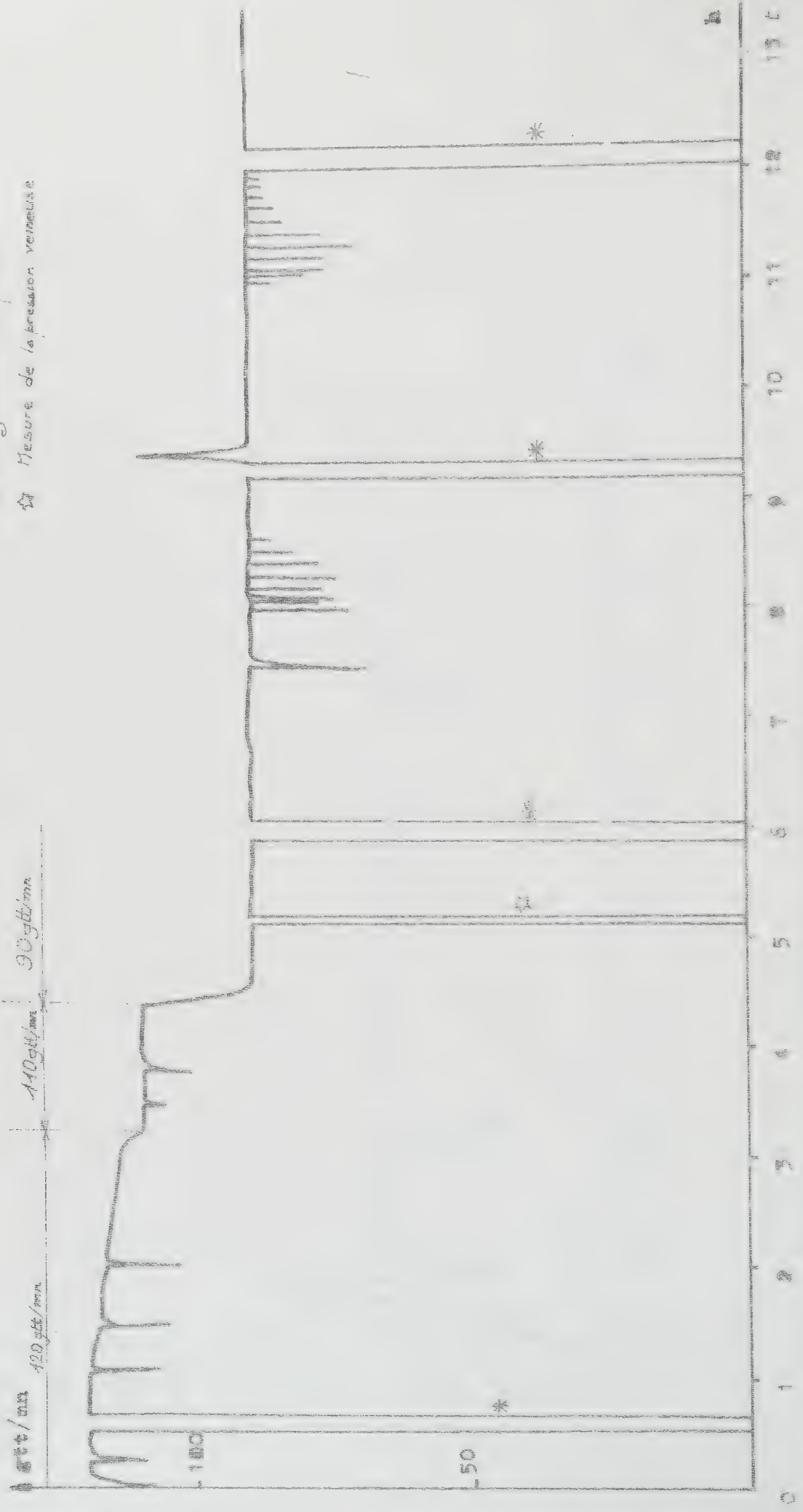
...



Données expérimentation Régulation à 40 gouttes par minute

* Changements de place
 ☆ Mesure de la pression veineuse

420 gtt/min 90 gtt/min



Regulation en 3 phases : 120 , 110 puis 90 gtt/min pour atteindre



Figura 62 - Curva de carga de plasma em função da temperatura

Nous avons alors remarqué que la pince était ouverte au maximum. La baisse de débit était due à l'agitation du malade qui se crispait et l'appareil fut impuissant à augmenter le débit, celui-ci ne pouvant l'être qu'en mettant le flacon sous pression. L'intervention pratiquée ne demandait pas une stabilisation meilleure.

2° Deuxième expérimentation

La deuxième expérimentation fut beaucoup plus satisfaisante ainsi qu'en témoigne la figure 60. Après une période de 6 minutes de stabilisation, la perfusion s'est déroulée jusqu'à la fin à 40 gouttes par minute, avec parfois diverses perturbations vite résorbées.

3° Troisième expérimentation

La troisième expérimentation est intéressante quant à sa durée (figure 61) (13 heures), ce qui nous permet de juger de la stabilité de l'appareil. L'appareil fut d'abord réglé à 120 gouttes par minute, puis nous sommes passés progressivement à 110 gouttes par minute, car le débit constaté était trop grand. Nous avons terminé la perfusion à 90 gouttes par minute et nous pouvons observer la régularité de cette perfusion. Il faut dire que le patient était inconscient, donc que les perturbations étaient limitées. Nous remarquerons les quatre changements de flacon à $\frac{1}{2}$ heure, 6, $9\frac{1}{2}$ et 12 heures. La perturbation à 5h $\frac{1}{4}$ est due à la mesure de la pression veineuse, intervention nécessitant l'arrêt de la perfusion.

4° Quatrième expérimentation

La quatrième intervention fait apparaître le phénomène d'auto-oscillation prévisible avec ce genre d'appareil [19], figure 62. Ces oscillations de faible amplitude ne nuisent en rien en ce qui concerne la perfusion puisqu'elles s'effectuent autour de la valeur moyenne. Elles sont dues au jeu mécanique de la pince, au tube ne présentant pas une élasticité suffisante et revenant mal à son état initial après avoir été écrasé. Une autre cause peut être aussi l'existence de groupes

de gouttes pouvant tomber toutes à la fois et faisant ainsi varier la fréquence instantanée, ce qui entraînerait une réaction intempestive de l'asservissement. Néanmoins, après une période assez longue d'adaptation due à la crispation du malade, nous voyons que la perfusion s'est ensuite bien déroulée.

Nous remarquons d'après ces expériences que l'appareil remplit les conditions demandées en maintenant le débit d'une perfusion à une valeur fixée.

*
* *
*

VII - CONCLUSION

Les résultats obtenus dans nos expérimentations cliniques donnent satisfaction aux utilisateurs (Médecins, Chefs de Service et personnel hospitalier). Ils montrent les services que peut rendre notre appareillage dans le domaine d'applications où les perfusions et les transfusions nécessitent d'être administrées pendant une très longue durée. Les malades s'accoutument très bien de ce dispositif silencieux par la sécurité supplémentaire qu'il leur donne en signalant toute anomalie d'écoulement, fin de flacon ,etc... et l'appareil peut être orienté de telle façon que les témoins lumineux ne risquent en aucun cas de gêner le patient.

La fabrication de cet appareil est aisée et son prix de revient réduit par l'emploi de composants ordinaires dont la fiabilité est connue depuis longtemps.

*
* *
*

VIII - BIBLIOGRAPHIE

- [1] R. DAMAYE Electronique Industrielle - nov. 1964
Les éléments photosensibles à semiconduc-
teurs.
- [2] Electronique Industrielle n° 138, p. 735
Amplificateur de photodiode.
- [3] R. GUILLIEN Electronique tome III - P.U.F.
- [4] J.P.OEHMICHEN Circuits Electroniques à transistors, p.68
Société des Editions Radio - 1966.
- [5] J.P.OEHMICHEN circuits Electroniques à transistors, p.94
Société des Editions Radio - 1966.
- [6] J. EIMBINDER Linear Integrated Circuits
Wiley Inc. 1968
- [7] SESCOSEM Circuits Intégrés Linéaires
Sescosen 1971
- [8] H. LILEN Principe et applications des circuits
intégrés linéaires - Société des Editions
Radio.
- [9] M.DENIS-PAPIN Cours de calcul opérationnel appliqué
et A.KAUFMANN Albin Michel 1967.
- [10] J.P. OEHMICHEN Circuits Electroniques à transistors, p.164
Société des Editions Radio 1966
- [11] C. DELPECH Electronique Industrielle n° 131, p.97
Décteur de crête à mémoire capacitive.
- [12] I.FELEA et Circuits à semiconducteurs dans l'inductrie
coll. p.61 - Masson et Cie - 1970

- [13] J. BOTTIN Surveillance et régulation automatique des perfusions - thèse de Docteur-Ingénieur IGBM Nancy 1971.
- [14] H. SCHREIBER Appareils Electroniques à transistors, pages 271 à 280
Société des Editions Radio 1968.
- [15] General Electric SCR Manual p. 14 - General Electric 1167.
- [16] General Electric Transistors Manual, p. 227
General Electric
- [17] RCA RCA Power Circuits
- [18] J.P. OEHMICHEN Emploi Rationnel des transistors, p. 331
Société des Editions Radio 1964.
- [19] Ja.Z.CYPKIN Théorie des asservissements par plus ou moins - DUNOD 1962
- [20] I.FELEA et Coll. Circuits à semiconducteurs dans l'industrie p. 129 - MASSON et Cie 1970
- [21] J.P.OEHMICHEN Emploi rationnel des transistors, p. 301 à 316 - Société des Editions Radio 1964.
- [22] D.F.HOESCHELE fr. Techniques de conversion analogique digitale et digitale analogique.
Masson et Cie 1971
- [23] J.P.MONNIER Automatisme n° X-9 septembre 1965, p.370
Conversion digitale analogique et analogique digitale.
- [24] HYBRID SYSTEMS CORP. Digital to Analog converter handbook
Hybrid systems corp. Nov. 1970

[25] B.RALL.

HELMARFRANK

Kybernetische Maschinen .-Analog Digital
Wandler, p. 184.
S. FISCHER VERLAG 1964.

[26] R.LYON-CAEN

Diodes et transistors utilisés en commuta-
tion - MASSON et Cie.

[27] SESCOSEM

Manuel d'Application des semiconducteurs
SESCOSEM.

[28] J.P.OEHMICHEN

Transistors à effet de champ, pages 162 à
166.

Société des Editions Radio 1969.

[29] M.DENIS-PAPIN

et KAUFMANN

Cours de calcul matriciel appliqué
Albin Michel 1967.

*
* *
*

